F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXVIII (XLII)

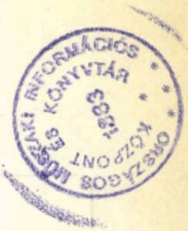
Fasc. 1–4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ

1992

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI



Tomul XXXVIII (XLII)

Fasc. 1 – 4

Secţia III ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ

1992

EDITORIA STAFF

Prof dr. ing. **VITALIE BELOUSOV** (President)

Prof. dr. doc. **D. I. MANGERON** (Honorary President)

Conf. dr. ing. **MIRCEA MANOLOVICI** (Secretary)

Conf. dr. ing. **MATEI MACOVEANU**

Prof. dr. doc. ing. **ALFRED BRAIER** (Editor)

Prof. dr. ing. **HUGO ROSMAN** (Editor)

Prof. dr. ing. **MIHAIL VOICU** (Head of the Exchange Service)

Prof. dr. **AUREL BEJANCU**

Prof. dr. ing. **VICTOR BULACOVSCHI**

Prof. dr. ing. **MIHAI LUCANU**

Prof. dr. ing. **SPIRIDON CRETU**

Prof. dr. ing. **ADRIAN RADU**

Conf. dr. ing. **AURELIA GRIGORIU**

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Asupra teoremei transferului puterii active maxime în cazul circuitelor neliniare inerţiale în regim permanent armonic (franc., rez. rom.) 1

I. POPESCU, V. VARVARA, I. ZAHARIA şi C. PETRESCU, Circulaţia puterilor pe componente simetrice în circuite trifazate cu receptor dezechilibrat (engl., rez. rom.) 7

P. COTAE şi N. D. ALEXANDRU, Analiza eficacităţii spectrale a tehnicilor de modulaţie cu anvelopa constantă utilizate în modulaţia digitală de frecvenţă (engl., rez. rom.) 17

R. CIOBANU, Aspecte privind estimarea fiabilităţii materialelor fibroase la radiaţii de mare energie (engl., rez. rom.) 27

V. MUNTEANU, M. LUCANU, A. PĂSTRĂVANU şi D. TĂRNICERU, Coduri indicatoare ale numărului de erori folosite în corecţia erorilor (II) (engl., rez. rom.) 33

I. F. MASHEH (Alger) şi N. D. ALEXANDRU, O nouă tehnică de codare Bi $\Phi - S$ (engl., rez. rom.) 39

D. ALEXA şi T. GORAŞ, Convertor monofazat cu filtru activ de putere şi factor de putere ridicat (germ., rez. rom.) 43

D. F. CHIPER, O metodă de calcul paralel cu funcţii Boolene (engl., rez. rom.) 51

A. BARABOI şi M. ADAM, Spectrul termic al unui contact electric de tip alunecător (franc., rez. rom.) 57

E. HNATIUC şi M. ADAM, Asupra unei posibilităţi de a obţine creşterea performanţelor releelor de inducţie prevăzute cu spire în scurtcircuit (franc., rez. rom.) 63

M.-S. OPRIŞOR, Cauze ale variaţiei consumului specific de energie electrică la tăierea cu scântei în aer (engl., rez. rom.) 67

C. ŞRAINER, Consideraţii privind alegerea motoarelor electrice ale unor instalaţii care funcţionează la viteză variabilă (franc., rez. rom.) 73

GH. GEORGESCU şi V. ŢĂRANU, Posibilităţi de optimizare a exploatării şi dezvoltării reţelelor de distribuţie de medie tensiune (engl., rez. rom.) . . . 79

AL. POEATĂ şi M. GAVRILAŞ, Contribuţii la studiul liniilor electrice aeriene de transport compactizate (engl., rez. rom.) 85

C. ASAFTEI, M. GUŞĂ, N. GAVRILAŞ şi M. ISTRATE, Asupra sensibilităţii unui indicator local pentru scurtcircuite în reţele electrice aeriene (franc., rez. rom.) 91

GH. CÂRŢINĂ şi V. ALEXANDRESCU, Optimizarea nivelului de tensiuni într-o reţea electrică (franc., rez. rom.) 99

J. IGNAT, Unele aspecte cu privire la o metodă de localizare a punerilor la pământ în reţelele cu neutrul izolat (franc., rez. rom.) 103

RECENZII 109

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tome XXXVIII (XLII), Fasc. 1–4 1992

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS

CONTENTS

	Pp.
H. ROSMAN, Sur le théorème du transfert de la puissance active maximum dans les circuits nonlinéaires inertiels en régime permanent harmonique (French, Romanian summary)	1
I. POPESCU, V. VARVARA, I. ZAHARIA and C. PETRESCU, Power Circulation on Symmetrical Sequences in Three-phase Circuits with Unbalanced Receivers (English, Romanian summary)	7
P. COTAE and N. D. ALEXANDRU, Performance Evaluation of Spectral Bandwidth of some Typical Constant Envelope Signaling Waveforms Used in Digital FM (English, Romanian summary)	17
R. CIOBANU, Some Aspects concerning the Fibrous Materials Realibility in Radiation Conditions (English, Romanian summary)	27
V. MUNTEANU, M. LUCANU, A. PĂSTRĂVANU and D. TĂRNICERU, Error-number in Indicating Codes in Error Correction (II) (English, Romanian summary)	33
I. F. MASHEH (Alger) and N. D. ALEXANDRU, A New BiΦ–*S* Coding Technique (English, Romanian summary)	39
D. ALEXA und T. GORAŞ, Ein einphasiger Stromrichter mit aktivem Leistungsfilter und erhöhtem Leistungsfaktor (German, Romanian summary)	43
D. F. CHIPER, A Parallel Manner of Operating with Boolean Functions (English, Romanian summary)	51
A. BARABOI et M. ADAM, Le spectre thermique d'un contact électrique glissant (French, Romanian summary)	57
E. HNATIUC et M. ADAM, Sur une possibilité d'obtenir l'augmentation des performances des relais d'induction munis avec deux bagues de déphasage (French, Romanian summary)	63
M.-S. OPRIŞOR, Reasons for the Variation of the Specific Power Demand at Air Spark Cutting (English, Romanian summary)	67
C. ŞRAINER, Considérations concernant le choix des moteurs électriques de quelques installations qui fonctionnent à vitesse variable (French, Romanian summary)	73
GH. GEORGESCU and V. ŢĂRANU, Possibilities for Optimization of Operating and Development of Medium Voltage Distribution Networks (English, Romanian summary)	79
AL. POEATĂ and M. GAVRILAŞ, Remarks about the Study of Compact Overhead Electric Power Transmission Lines (English, Romanian summary)	85
C. ASAFTEI, M. GUŞĂ, N. GAVRILAŞ et M. ISTRATE, Sur la sensibilité d'un indicateur local des courtcircuits pour réseaux aériens (French, Romanian summary)	91
GH. CÂRŢINĂ et V. ALEXANDRESCU, L'optimisation du plan de tension dans un réseau électrique (French, Romanian summary)	99
J. IGNAT, Quelques aspects concernant une méthode de localisation des mises à terre dans les réseaux à point neutre isolé (French, Romanian summary)	103
BOOK REVIEWS	109

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.392.4 ; 621.316

SUR LE THÉOREME DU TRANSFERT DE LA PUISSANCE ACTIVE MAXIMUM DANS LES CIRCUITS NONLINÉAIRES INERTIELS EN RÉGIME PERMANENT HARMONIQUE

PAR

HUGO ROSMAN

1. Dans deux Notes antérieures [1], [2] on a établi les conditions qui assûrent le transfert de la puissance active maximum par un uniporte nonlinéare inertiel où bien par un biporte linéaire nonautonome (actif ou passif), à un récepteur passif nonlinéaire inertiei, le regime en étant permanent harmonique.

Le but de cette Note est de compléter les résultats acquis dans les Notes ci-dessus, en obtenant quelques informations qui s'avèrent utiles dans l'étude du transfert de la puissance active par des uniportes ou biportes qui alimentent un récepteur nonlinéaire inertiel.

Dans ce qui suit sont utilisées les caractéristiques de tels éléments (nonlinéaires inertiels), basées sur les informations se trouvant, par exemple, dans le traité bien connu de E. P h i l l i p o w [3].

2. Au préalable on poursuit à obtenir la solution du problème ci-dessous : étant donné un récepteur nonlinéaire inertiel parcouru, en régime permanent, par le courant harmonique $i=I_m \sin \omega t$, on va établir les conditions dans les quelles la puissance active dissipée dans le récepteur admet, éventuellement, un maximum. La problème énoncé revient à la détermination de la fonction $R(I_m)$ qui correspond, si possible, à un tel régime.

Soit $R=R(I_m)$ la résistance du récepteur ; la puissance active dissipée est, dans ce cas :

$$P(I_m)=\frac{1}{2} R(I_m) I_m^2. \tag{1}$$

Afin de déterminer le maximum (s'il existe) de $P_2(I_m)$ on calcule la dérivée :

$$\frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}I_m}=\frac{1}{2} I_m^2 \frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}I_m}+RI_m \tag{2}$$

qui s'annule si

$$I_m \frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}I_m}+2R=0. \tag{3}$$

La solution de l'équation différentielle (3) et de la forme

$$R^* = \frac{K}{I_m^2}, \tag{4}$$

où K constitue une constante d'intégration. On constate, aisément, que cette valeur de la résistance ne correspond pas à un extrémum de la fonction $P(I_m)$ car, dans ce cas, pour n'importe quelle valeur du courant la puissance dissipée dans le récepteur est constante.

3. Un autre problème qu'on peut poser, dans le même ordre d'idées, c'est la détermination des conditions dans les quelles la puissance dissipée dans le récepteur nonlinéaire est maximum lorsque la dépendance $R_2(I_m)$ est donnée.

D'habitude, lorsque la caractéristique volt-ampère du résistor nonlinéaire est de la forme [4] :

$$u(i) = a_1 i + a_3 i^3, \qquad (a_1 > 0, \quad a_3 \gtrless 0), \tag{5}$$

la résistance de celui-ci, s'il est inertiel, a l'expression :

$$R = a_1 + \frac{3}{4} a_3 I_m. \tag{6}$$

La puissance dissipée dans le résistor est, dans ce cas :

$$P(I_m) = \frac{1}{2}\left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 I_m^2\right) I_m^2, \tag{7}$$

dont la dérivée est :

$$\frac{dP}{dI_m} = \left(a_1 + \frac{3}{2} a_3 I_m^2\right) I_m. \tag{8}$$

Celle-ci s'annule pour

$$I_m^* = \sqrt{-\frac{2a_1}{a_3}} \tag{9}$$

à condition que l'inégalité

$$\operatorname{sign} a_1 = -\operatorname{sign} a_3 \tag{10}$$

soit satisfaite et par conséquent

$$a_3 < 0. \tag{11}$$

On peut constater aisément que la solution (9) correspond à un maximum de la puissance active dissipée car $d^2P/dI_m^2|_{I_m = I_m^*} = -2a_1 < 0$.

D'autre part, si l'inégalité (3) est vérifiée, il résulte de (6) que $R(I_m)$ est strictement décroissante, en s'anullant pour :

$$I_{m_0} = 2\sqrt{-\frac{a_1}{a_3}}. \tag{12}$$

Si l'on compare les expressions (9) et (12) on peut établir la relation

$$I_{m_0} = 2I_m^*. \tag{13}$$

Les courbes $R(I_m)$ et $P_2(I_m)$ sont représentées dans la Fig. 1, où

$$P'' = P(I_m^*) = -\frac{a_1}{6a_3}. \tag{14}$$

La résistance qui correspond à la puissance dissipée maximum est

$$R^* = \frac{a_1}{2}. \tag{15}$$

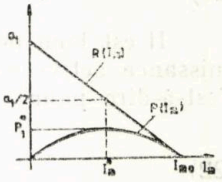


Fig. 1.

Il s'avère intéressant à observer que les expressions (9), (12) et (14) des courants I_m^*, I_{m_0} et respectivement de la puissance dissipée maximum P^* ne dépendent pas de l'excitation (harmonique) appliquée, mais seulement de a_1 et a_3.

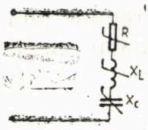


Fig. 2.

4. Dans le cas particulier où le récepteur, parcouru par la courant $i = I_m \sin \omega t$, résulte du groupement en série d'un résistor, d'une bobine et d'un condensateur, chacun de son côté nonlinéaire inertiel (Fig. 2), alimenté soit par un générateur de tension, soit par un générateur de courant, on peut déterminer l'amplitude de la tension aux bornes du circuit de sorte que la puissance active dissipée dans le resistor soit maximum. Au préalable on tient compte du fait que si les équations des caractéristiques de la bobine et du condensateur ont la forme usuelle [4] :

$$\psi = b_1 i - b_3 i^3, \qquad u_c = c_1 q + c_3 q^3, \qquad (b_1 > 0, \quad b_3 > 0\,;\ c_1 > 0, \quad c_3 > 0), \tag{16}$$

les réactances de celles-ci résultent de la forme

$$X_L = b_1 \omega - \frac{3}{4} b_3 \omega I_m^2, \qquad X_C = \frac{c_1}{\omega} + \frac{3c_3}{4\omega^3} I_m^2. \tag{17}$$

Si l'on substitue dans ces relations l'expression (9) de l'amplitude I_m^* du courant on obtient :

$$X_L^* = \frac{(2a_3b_1 + 3a_1b_3)\omega}{2a_3}, \qquad X_C^* = \frac{2a_3c_1\omega^2 - 3a_1c_3}{2a_3\omega^3}. \tag{18}$$

Par conséquent la réactance totale est

$$X^* = X_L^* - X_C^* = \frac{(2a_3b_1 + 3a_1b_3)\omega^4 - 2a_3c_1\omega^2 + 3a_1c_3}{2a_3\omega^2}. \tag{19}$$

Il s'ensuit que l'amplitude de la tension a l'expression :

$$U_m^* = Z^* I_m^* = \sqrt{R^{*2} + X^{*2}}\, I_m^* =$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{\left[a_1^2 + \frac{(2a_3b_4 + 3a_1b_3)\omega^4 - 2a_3c_1\omega^2 + 3a_1c_3}{a_3^2\omega^6}\right]\left(-\frac{2a_1}{3a_3}\right)}. \tag{20}$$

Pour la réalisabilité physique d'un tel régime il faut que les réactances de la bobine et du condensateur soient positives. Compte tenu que, dans ce cas, $c_1 > 0$, $a_3 < 0$, résulte la condition :

(21) $$2a_3b_1+3a_1b_3<0.$$

Il est bien possible que dans le régime de dissipation maximum de la puissance active soit réalisée, simultanément, la (ferro)résonance si $X^*=0$ c'est-à-dire pour

(22) $$\omega=\sqrt{\frac{a_3c_1-\sqrt{a_3^2c_1^2-3a_1c_3(2a_3b_1+3a_1b_3)}}{2a_3b_1+3a_1b_3}}.$$

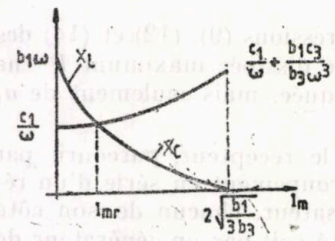


Fig. 3

Les courbes $X_L(I_m)$ et $X_C(I_m)$ sont représentées dans la Fig. 3, où

(23) $$I_{mr}=\frac{2}{\sqrt{3}}\omega\sqrt{\frac{b_1\omega^2-c_1}{b^3\omega^4+c_3}}$$

est l'amplitude du courant dans le regime où l'on réalise la (ferro)résonance. Évidemment on peut réaliser ce régime seulement si [5] :

(24) $$\omega>\sqrt{\frac{c_1}{b_1}}.$$

Si on élimine I_m^2 entre

(25) $$R=a_1+\frac{3}{4}a_3I_m^2 \text{ et } X=X_L-X_C=b_1\omega-\frac{c_1}{\omega}-\frac{3}{4}\left(b_3\omega+\frac{c_3}{\omega^3}\right)I_m^2$$

on obtient

(26) $$\left(b_3\omega+\frac{c_3}{\omega^3}\right)R+a_3X-a_3\left(b_1\omega-\frac{c_1}{\omega}\right)-a_1\left(b_3\omega+\frac{c_3}{\omega^3}\right)=0,$$

qui constitue l'équation d'une demidroite ($R\geqslant 0$). Celle-ci représente, dans le plan complexe (R, jX), le diagramme de l'impédance $Z=R+\mathrm{j}X$ du récepteur qui correspond aux régimes de puissance active maximum dissipée dans le résistor.

5. On peut élargir les résultats acquis ci-dessus aux cas où un recepteur nonlinéaire inertiel, tel que celui représenté dans la Fig. 2, est alimenté soit par l'intermédiaire d'un uniporte linéaire où bien nonlinéaire (Fig. 4), soit par l'intermédiaire d'un biporte linéaire nonautonome (DLN—Fig. 5).

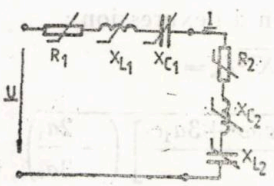


Fig. 4

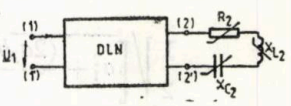


Fig. 5

Dans le premier cas, si l'on considère que :

$$R_1 = a_1' + \frac{3}{4} a_3' I_m^2, \qquad R_2 = a_1'' + \frac{3}{4} a_3'' I_m^2 \tag{27}$$

et compte tenu que dans les situations où l'on transfère au récepteur la puissance active maximum :

$$R_1^* = R_2^*, \qquad X_1^* = -X_2^*, \tag{28}$$

il s'ensuit que la tension qu'on doit appliquer aux bornes de l'uniporte afin de réaliser un tel régime est

$$U^* = \sqrt{2} R_2^* I_m^*. \tag{29}$$

Ayant en vue les expressions (27), la première des relations (28) conduit à

$$I_m^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{a_1' - a_1''}{a_3' - a_3''}}, \tag{30}$$

en représentant l'amplitude du courant dans le régime considéré. Par conséquent

$$U^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{a_1' a_3'' - a_1'' a_3'}{a_3'' - a_3'} \sqrt{\frac{a_1' - a_1''}{a_3'' - a_3'}}. \tag{31}$$

Dans le deuxième cas, tenant compte que les équations du biporte sont

$$\underline{U}_1 = \underline{A}_{11} \underline{U}_2 + \underline{A}_{12} \underline{I}_2, \qquad \underline{I}_1 = \underline{A}_{21} \underline{U}_2 + \underline{A}_{22} \underline{I}_2 \tag{32}$$

et que

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_2 \underline{I}_2 = (R_2 + jX_2) \underline{I}_2, \tag{33}$$

on peut déterminer la tension U_1^*, du générateur de tension qui doit alimenter le biporte afin que la puissance dissipée dans le récepteur (nonlinéaire, inertiel) soit maximum. Dans ce but, en se basant sur les relations (32) et (33) on peut écrire :

$$U_1 = |\underline{A}_{11} \underline{Z}_2 + \underline{A}_{12}| I_2 = \\ = \sqrt{A_{21}^2 (R_2^2 + X_2^2) + 2\mathcal{R}e(A_{11} \underline{A}_{12}^*) R_2 - \mathcal{I}m(\underline{A}_{11} \underline{A}_{12}^*) X_2 + A_{22}^2} I_2. \tag{37}$$

Si l'on substitue, dans cette relation, la résistance R_2 et la réactance X_2 par (15), respectivement (19), tandis que l'amplitude du courant I_{2m} par (9), on obtient, finalement, l'expression de U_{1m}^*.

D'une façon analogue, si le biporte est alimenté par un générateur de courant, on peut déterminer l'amplitude I_{1m}'' de celui-ci dans le cas où la puissance active fournie au récepteur, considéré nonlinéaire, inertiel, est maximum. A cette fin on utilise les relations (32) et (33), en obtenant :

$$I_1 = |\underline{A}_{21} \underline{Z}_2 + \underline{A}_{22}| I_2 = \\ = \sqrt{A_{21}^2 (\mathcal{R}_2^2 + X_2^2) + 2\mathcal{R}e(\underline{A}_{21} \underline{A}_{22}^*) \mathcal{R}_2 - \mathcal{I}m(\underline{A}_{21} \underline{A}_{22}^*) X_2 + A_{22}^2} I_2. \tag{38}$$

Par substitution, dans cette relation, de R_2 et X_2 par (15), respectivement (19), et du courant I_2 par (9), on aboutit à l'éxpression de I_{1m}^*.

6. Le problème de la détermination des conditions qui assûrent le transfert de la puissance active par un quadripôle linéaire nonautonome à un récepteur nonlinéaire inertiel, avec un rendement maximum, s'avère, de même, intéressant à étudier. Ce problème fera l'objet d'une Note ultérieure,

Reçue le 20 octobre 1991

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electrotechnique

BIBLIOGRAPHIE

1. Rosman H., *Übertragung der maximalen Wirkleistung durch nichtlineare träge, Zweipolen, in stationärem sinusförmigen Zustand.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXI (XXV)**, *1—2*, s. III, 7—14 (1975).
2. Rosman H., *Die Übertragung der maximalen Wirkleistung durch lineare Vierpolen, die einen nichtlinearen, trägen, in stationärem sinusförmigen Zustand Verbraucher speisen.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXII (XXVI)**, *1—2*, s. III, 7—16 (1976).
3. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik.* Akad. Verlagsges. Geest u. Portig, Leipzig, 1963.
4. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., București, 1973.
5. Rosman H., *Sur la réalisabilité de la ferrorésonance dans les circuits nonlinéaires inertiels en régime permanent harmonique.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXVII (XLI)**, *1—4*, s. III, 1—4 (1991).

ASUPRA TEOREMEI TRANSFERULUI PUTERII ACTIVE MAXIME ÎN CAZUL CIRCUITELOR NELINIARE INERȚIALE ÎN REGIM PERMANENT ARMONIC

(Rezumat)

Se stabilesc condițiile în care un receptor neliniar, inerțial, alimentat de un curent armonic, disipă o putere activă maximă. Rezultatele obținute sunt aplicate în cazul unui uniport neliniar inerțial precum și al unui diport liniar neautonom atunci când sarcina acestora este neliniară, inerțială.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.3.017.8 ; 621.3.016.2

POWER CIRCULATION ON SYMMETRICAL SEQUENCES IN THREE-PHASE CIRCUITS WITH UNBALANCED RECEIVERS

BY

ILIE POPESCU, VIOREL VARVARA, IUSTINA ZAHARIA and CAMELIA PETRESCU

1. Introduction

The paper analyses the behaviour of unramified three-phase electric networks that supply unbalanced receivers modelled through an adimensional coefficient.

The analysis points out to the supplementary circulation of active and reactive powers between the generator and the receiver, the energy quality transferred to the receiver as well as the power factors.

There are supposed the following existing conditions in electric networks: a) infinite, symmetrical power generator ; b) symmetrical line ; c) compensated unbalanced three-phase receiver (R ; $X \ll R$); d) the unsymmetrical degree of the receiver is given by the adimensional coefficient α. Coefficient α permits the obtaining of the functioning limit cases : short circuit of the receiver and the interruption of a phase.

2. Receiver with Connection in Triangle

The equivalent scheme of an unramified network is represented in Fig. 1

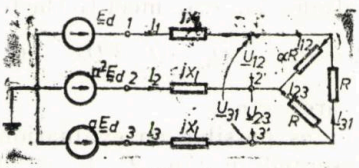


Fig. 1

From the analysis of line voltages efectuated at the bars of the receiver for the circuit in this figure (presented in Appendix 1) the symmetrical sequences are :

$$(1)\qquad \underline{U}'_d=\underline{E}_a\frac{R(a+2)[\alpha R+\mathrm{j}X_l(2\alpha+1)]}{(R+3X_l)[\alpha R+\mathrm{j}X_l(\alpha+2)]},\quad \underline{U}'_i=\underline{E}_a\frac{\mathrm{j}RX_l(a+2)(\alpha-1)}{(R+3\mathrm{j}X_l)[\alpha R+\mathrm{j}X_l(\alpha+2)]},$$

$$\underline{U}'_h=0.$$

The expressions of the symmetrical sequences of the apparent complex powers at the receiver on the lines and at the generator can be determined namely:

$$(2)\quad \begin{cases} \underline{S}_h = P_h + jQ_h = 0, \\ \underline{S}_d = P_d + jQ_d = \dfrac{3E_d^2 R(2\alpha+1)[R^2\alpha + 3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2^2]} + \\ \qquad + j\,\dfrac{3E_d^2 R^2 X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2^2)]}, \\ \underline{S}_i = P_i + jQ_i = \dfrac{-j3E_d^2(\alpha-1)^2 R^2 X_l}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2)^2]}, \end{cases}$$

$$(3)\quad \begin{cases} \underline{S}_{l_h} = P_{l_h} + jQ_{l_h} = 0, \\ \underline{S}_{l_d} = P_{l_d} + jQ_{l_d} = j\,\dfrac{3E_d^2 X_l[R^2(2\alpha+1)^2 + 9X_l^2(\alpha+2)^2]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2)^2]}, \\ \underline{S}_{l_i} = P_{l_i} + jQ_{l_i} = j\,\dfrac{3E_d^2 R^2 X_l(\alpha-1)^2}{[R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2)^2]}, \end{cases}$$

$$(4)\quad \begin{cases} \underline{S}_{g_h} = P_{g_h} + jQ_{g_h} = 0, \\ \underline{S}_{g_d} = P_{g_d} + jQ_{g_d} = \dfrac{3E_d^2 R(2\alpha+1)[\alpha R^2 + 3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2)^2]} + \\ \qquad + j\,\dfrac{3E_d^2 X_l[R^2(5\alpha^2+2\alpha+2) + 9X_l^2(\alpha+2)^2]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2 + X_l^2(\alpha+2)^2]}, \\ \underline{S}_{g_i} = P_{g_i} + jQ_{g_i} = 0. \end{cases}$$

Electric powers (relations (2)...(4)), meet to the following balance relations:

$$(5)\qquad P_{g_d} = P_{l_d} + P_d = P_d, \qquad Q_{g_d} = Q_{l_d} + Q_d, \qquad Q_{g_i} = Q_{l_i} + Q_i = 0.$$

The other components are zero.

Relations (5) make as possible an evaluation concerning the power circulation which is presented in Fig. 2. It is observed that the receiver absorbs the active power supplied by the generator on the positive sequence.

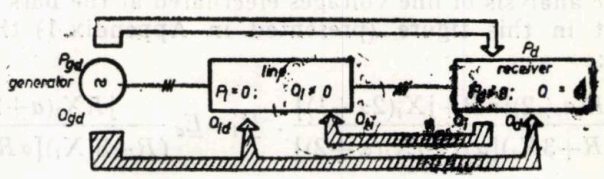


Fig. 2

At the same time it absorbs the reactive power on the positive sequence and retransmits it on the line in the form of negative sequence.

The symmetrical line absorbs the reactive power on the positive and negative sequence equal to the reactive power supplied by the generator on positive sequence.

The dependences of the active power at the receiver, P_d, and of the supplementary losses, Q_{li}, in the line w.r.t. the unsymmetry degree α of the receiver are represented in Figs. 3 and 4. It may be observed that the active power

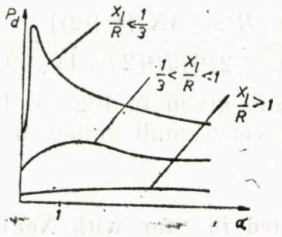


Fig. 3

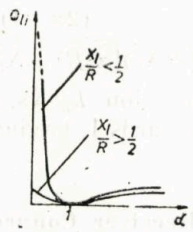


Fig. 4

at the receiver admits a maximum $P_{d\max}$ for a certain value of the $\alpha_{\max}$ unsymmetry degree :

$$P_{d\max}=\frac{3}{4}\cdot\frac{E_d^2(R+3X_l)^2}{X_l(R^2+9X_l^2)},\qquad \alpha_{\max}=\frac{2X_l}{R-X_l}. \tag{6}$$

The maximum active power increases simultaneously with the increase of R and also with the supplementary power of the unbalanced receiver w.r.t. the balanced receiver ($\alpha=1$).

The supplementary losses in the line, Q_{li}, admit a nule minimum for the balanced receiver and in case of the unbalanced receiver, the losses are much higher if $\alpha<1$.

If $X_l/R<0.5$ the supplementary losses present an accentuated increase in which case there also exists a maximum power at the unbalanced receiver.

It is important to determine the asymmetry and disymmetry coefficients at the bars of the receiver especially regarding the line voltages :

$$k'_{au}=\frac{U'_h}{U'_d}=0,\qquad k'_{du}=\frac{U'_i}{U'_d}=\frac{X_l|\alpha-1|}{\sqrt{\alpha^2R^2+X_l^2(2\alpha+1)^2}}. \tag{7}$$

The dependence of k'_{du} vs. α is represented in Fig. 5[1]. It is observed that this coefficient has much higher values for $\alpha<1$ in comparison with its values for $\alpha>1$, the coefficient being zero for $\alpha=1$.

The power factor of the unbalanced receiver and the power factor of the network are given by the following relations :

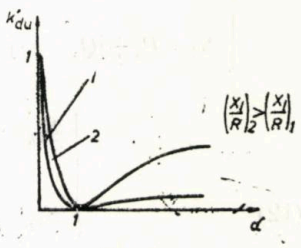


Fig. 5

[1]) În Figs. 5, 9, 13, 16 curve *1* correspond to (X_l/R), and curve *2*, to $(X_l/R)_2$.

$$k_{pr}=\frac{P}{S}=\frac{P_d+P_h+P_i}{(P_d+P_h+P_i)^2+(Q_d+Q_h+Q_i)^2}=1, \tag{8}$$

$$k_p=\frac{P_d+P_h+P_i}{S_{gd}}=\frac{P_d}{S_{gd}}+\frac{P_i+P_h}{S_{gd}}=k_{ps}+k_{pn}. \tag{9}$$

Taking into account the possibility to define a symmetrical power factor through the relation $k_{ps}=P_d/S_{gd}$ and an unsymmetrical power factor through the relation $k_{pn}=(P_i+P_h)/S_{gd}$, in the analysed case $k_{pn}=0$ and

$$k_{ps}=\frac{(2\alpha+1)R[R^2\alpha+3X_l^2(\alpha+2)]}{\sqrt{(R^2+9X_l^2)[\alpha^2R^2+X_l^2(\alpha+2)^2][R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2(\alpha+2)^2]}}; \tag{10}$$

the graphic representation k_{ps} vs. α is given in Fig. 6. It results that k_{ps} has a rapid growth towards 1, having very small values in the field with α-small.

3. Unbalanced Receiver Connected in Star with Neutral Connected to the Ground

The equivalent scheme is depicted in Fig. 7. In this case the electric power expressed as functions of the symmetrical sequences at receiver, line and generator have the following expressions :

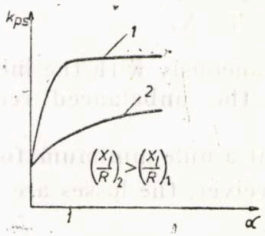


Fig. 6

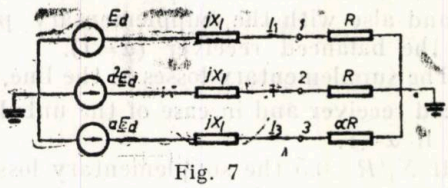


Fig. 7

$$\begin{cases} \underline{S}_h=P_h+jQ_h=-j\,\dfrac{E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{3(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}, \\ \underline{S}_d=P_d+jQ_d=\dfrac{E_d^2R[R^2\alpha(2\alpha+1)+X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}+j\,\dfrac{2}{3}\cdot\dfrac{E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}, \\ \underline{S}_i=P_i+jQ_i=-j\,\dfrac{E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{3(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}; \quad |Q_i|=|Q_h|=\dfrac{1}{2}Q_d; \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} \underline{S}_{lh}=P_{lh}+jQ_{lh}=j\,\dfrac{E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{3(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}, \\ \underline{S}_{ld}=P_{ld}+jQ_{ld}=j\,\dfrac{E_d^2X_l[R^2(2\alpha+1)^1+9X_l^2]}{3(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}, \\ \underline{S}_{li}=P_{li}+jQ_{li}=j\,\dfrac{E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{3(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}; \end{cases} \tag{12}$$

$$(31)\begin{cases}\underline{S}_{g_h}=P_{g_h}+jQ_{g_h}=0,\\ \underline{S}_{g_d}=P_{g_d}+jQ_{g_d}=\dfrac{E_d^2R[R^2\alpha(2\alpha+1)+X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)}+j\dfrac{E_d^2X_l[R^2(2\alpha^2+1)+3X_l^2]}{(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)},\\ \underline{S}_{g_i}=P_{g_i}+jQ_{g_i}=0.\end{cases}$$

From the relations (11),...,(13) it result the following balance relations:

$$(14)\qquad P_{g_d}=P_d,\quad Q_{g_d}=Q_{l_d}+Q_d,\quad Q_i+Q_{l_i}=0,\quad Q_h+Q_{l_h}=0.$$

The corresponding power circulation diagram of the network is represented in Fig. 8.

It is possible to observe, in this case, that the reactive power of negative and zero sequences are transmitted by the unbalanced receiver to the balanced line. Also in this case P_d (Fig. 9), as wells as Q_d (Fig. 10), are modified both with the load R and with the unsymetry degree α.

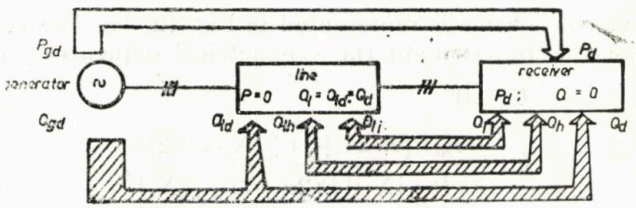


Fig. 8

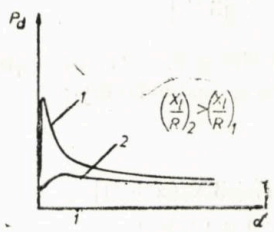


Fig. 9

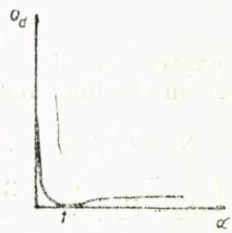


Fig. 10

The form of the curves $P_d(\alpha)$ and $Q_d(\alpha)$ does not essentially modify in comparison with the previous case, but only the expression of the characteristic points. Thus, the maximum of active power at the receiver $P_{d\max}$ and $\alpha_{\max}$ are given by

$$(14)\qquad P_{d\max}=\frac{E_d^2}{R^2+X_l^2}\cdot\frac{R^2+X_l^2+4RX_l}{2X_l}\quad\text{and}\quad\alpha_{\max}=\frac{X_l}{R}.$$

The supplementary losses in the line, $Q_d(\alpha)$, admit the same nule minimum value for $\alpha=1$.

The defined voltage asymmetry and disymmetry coefficients at the receiver are given by relation :

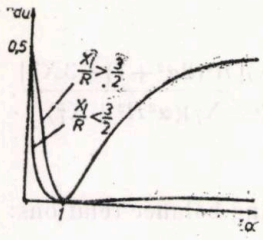


Fig. 11

$$k_{au}=k_{du}=\frac{X_l|\alpha-1|}{\sqrt{9\alpha^2R^2+X_l^2(\alpha+2)^2}}. \tag{16}$$

From the dependence of k_{au} and k_{du} vs. α (Fig. 11) it is observed that for $X_l/R<1.5$, the curves have the same form as in the previous case (§ 2) and for $X_l/R>1.5$ the curves change their form.

The power factor at the receiver is $k_{pr}=1$ and the power factor of the network is

$$k_p=k_{ps}=\frac{R[R^2\alpha(2\alpha+1)+X_l^2(\alpha+2)]}{\sqrt{(R^2+X_l^2)(\alpha^2R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}}, \tag{17}$$

with a similar graphical representation at in Fig. 6.

4. Receiver Connected in Star

The equivalent scheme is represented in Fig. 12. The line voltages at the receiver expressed as functions of the symmetrical sequences are

$$\begin{cases} \underline{U}_h=0, \\ \underline{U}_d=\dfrac{E_dR[R(2\alpha+1)+jX_l(\alpha+2)]}{(R+jX_l)[R(2\alpha+1)+j3X_l]}, \\ \underline{U}_i=j\dfrac{E_dRX_l(1-\alpha)\beta(1+a)}{(R+jX_l)[R(2\alpha+1)+j3X_l]}. \end{cases} \tag{18}$$

The expressions of powers as functions of the symmetrical sequences at the receiver, in the line, and at the generator are, respectively:

$$\begin{cases} \underline{S}_h=P_h+jQ_h=0, \\ \underline{S}_d=P_d+jQ_d=\dfrac{3E_d^2R[R^2(2\alpha^2+5\alpha+2)+3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}+ \\ \qquad +j\dfrac{3E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}, \\ \underline{S}_i=P_i+jQ_i=-j\dfrac{3E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}; \end{cases} \tag{19}$$

$$\begin{cases} \underline{S}_{lh}=P_{lh}+jQ_{lh}=0, \\ \underline{S}_{ld}=P_{ld}+jQ_{ld}=j\dfrac{3E_d^2X_l[R^2(\alpha+2)^2+9X_l^2]}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}, \\ \underline{S}_{li}=P_{li}+jQ_{li}=j\dfrac{3E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}; \end{cases} \tag{20}$$

$$
(21)\quad \begin{cases} \underline{S}_{g_h} = P_{g_h} + jQ_{g_h} = 0, \\ \underline{S}_{g_d} = P_{g_d} + jQ_{g_d} = \dfrac{3E_d^2 R[R^2(2\alpha^2+5\alpha+2)+3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]} + \\ \qquad + j\,\dfrac{3E_d^2 X_l[R^2(2\alpha^2+2\alpha+5)+9X_l^2]}{(R^2+X_l^2)[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}\,; \\ \underline{S}_{g_i} = P_{g_i} + jQ_{g_i} = 0. \end{cases}
$$

From the relations (19)...(21) it results the same symmetrical power sequence and the same power circulation as in case studied in § 2 (Fig. 2).

The $P_d(\alpha)$ and $Q_d(\alpha)$ dependences are represented in Figs. 13 and 14 respectively observing that $P_d(\alpha)$ does not present a maximum any longer as in the previous cases and $Q_d(\alpha)$ makes evident two variation possibilities.

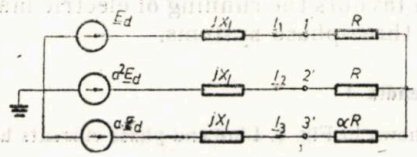


Fig. 12

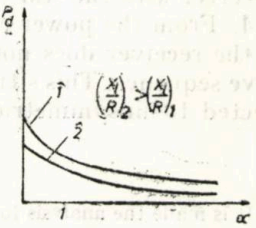


Fig. 13

The supplementary losses in the line, Q_d, increase simultaneously with the value of the X_l/R ratio.

The voltage asymmetry and disymmetry factor at the unbalanced receiver and the power factors at the receiver and of the network are given by the following relations :

$$
(22)\quad \begin{cases} k_{au} = 0, \qquad k_{du} = \dfrac{X_l|1-\alpha|}{\sqrt{R^2(2\alpha+1)^2+X_l^2(\alpha+2)^2}}, \\ k_{pr} = 0, \qquad k_p = k_{ps} = \dfrac{R}{\sqrt{R^2+X_l^2}} \cdot \dfrac{R^2(4\alpha^2+5\alpha+2)+3X_l^2(\alpha+2)}{\sqrt{R^2(\alpha+2)^2+9X_l^2[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2]}}. \end{cases}
$$

The variation of k_{du} vs. α is represented in Fig. 15 and the variation of the k_p vs. α, in Fig. 16.

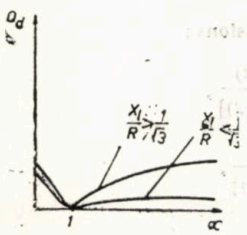


Fig. 14

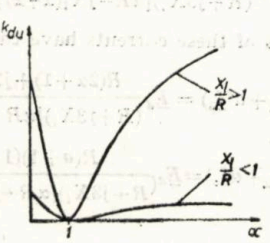


Fig. 15

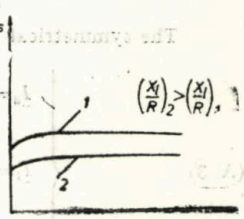


Fig. 16

5. Conclusions

1. It is observed that in circuits with the connection in triangle and star, with neutral connected to ground, maximum active power can be transmitted to the receiver for a small unsymmetry coefficient α. This fact can no longer be put into evidence at the circuits with the star connection without neutral connected to ground (§ 4).

2. For $\alpha \ll 1$, simultaneously with the increase in the active power transmited to the receiver, the supplementary losses in the line increase and also the voltage disymmetry factor at the receiver increases. Taking into account the standardized limit values of these factors, the admissible domains of the unbalance at the receiver can be determined both from the relations presented and from the graphs set out.

3. The power factors of the network has high values for $\alpha=1$, it is a little modified for $\alpha>1$, and it is worsenes for $\alpha<1$. This fact is less evident for the receiver with the star connection (§ 4).

4. From the power circulation diagram it results that for the considered cases the receiver does not absorb reactive power but only active one on the positive sequence. This situation much favours the running of electric machines connected to unsymmetrical voltage three-phase systems.

Appendix 1

It is made the analysis for the circuit shown in Fig. 1. Line and phase currents have the expressions:

$$\text{(A. 1)} \quad \begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{E}_d \dfrac{R(\alpha - a\alpha + a + 2) + j3X_l(\alpha+2)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}, \\ \underline{I}_2 = -\underline{E}_d \dfrac{R(2+a+\alpha+2a\alpha) + j3X_l(\alpha+2)(a+1)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}, \\ \underline{I}_3 = \underline{E}_d \dfrac{3a}{(R+j3X_l)}; \end{cases}$$

$$\text{(A. 2)} \quad \begin{cases} \underline{I}_{12} = \underline{E}_d \dfrac{2+a}{\alpha R + jX_l(\alpha+2)}, \\ \underline{I}_{23} = -\underline{E}_d \dfrac{R\alpha(2a+1) + j3X_l(a\alpha+a+\alpha)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}, \\ \underline{I}_{31} = -\underline{E}_d \dfrac{R\alpha(1-a) + j3X_l(\alpha-a)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}. \end{cases}$$

The symmetrical components of these currents have the expressions:

$$\text{(A. 3)} \quad \begin{cases} \underline{I}_d = \dfrac{1}{3}(\underline{I}_1 + a\underline{I}_2 + a^2\underline{I}_3) = \underline{E}_d \dfrac{R(2\alpha+1) + j3X_l(\alpha+2)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}, \\ \underline{I}_i = \dfrac{1}{3}(\underline{I}_1 + a^2\underline{I}_2 + a\underline{I}_3) = \underline{E}_d \dfrac{R(a+1)(1-\alpha)}{(R+j3X_l)[\alpha R + jX_l(\alpha+2)]}, \\ \underline{I}_h = \dfrac{1}{3}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3) = 0; \end{cases}$$

$$
\text{(A. 4)}\qquad
\begin{cases}
\underline{I}'_d=\dfrac{1}{3}(\underline{I}_{12}+a\underline{I}_{23}+a^2\underline{I}_{31})=\underline{E}_d\dfrac{[R(2\alpha+1)+j3X_l(\alpha+2)](a+2)}{3(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{I}'_i=\dfrac{1}{3}(\underline{I}_{12}+a^2\underline{I}_{23}+a\underline{I}_{31})=\underline{E}_d\dfrac{R(a+2)(1-\alpha)}{3(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{I}'_h=\dfrac{1}{3}(\underline{I}_{12}+\underline{I}_{23}+\underline{I}_{31})=\underline{E}_d\dfrac{(a+2)(1-\alpha)}{3[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]}.
\end{cases}
$$

The potentials in the points $1'$, $2'$, $3'$, have the following expressions (together with their symmetrical sequences):

$$
\text{(A. 5)}\qquad
\begin{cases}
\underline{V}'_1=\underline{E}_d-jX_l\underline{I}_1=\dfrac{\underline{E}_dR[\alpha R+jX_l(3\alpha+a\alpha-a)]}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{V}'_2=a^2\underline{E}_d-jX_l\underline{I}_2=\dfrac{-\underline{E}_dR[R\alpha(a+1)+jX_l(2a\alpha+3\alpha+a)]}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{V}'_3=a\underline{E}_d-jX_l\underline{I}_3=\dfrac{\underline{E}_daR}{(R+3jX_l)};\\
\underline{V}'_d=\dfrac{1}{3}(\underline{V}'_1+a\underline{V}'_2+a^2\underline{V}'_3)=\underline{E}_d\dfrac{R[\alpha R+jX_l(2\alpha+1)]}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{V}'_i=\dfrac{1}{3}(\underline{V}'_1+a^2\underline{V}'_2+a\underline{V}'_3)=\underline{E}_d\dfrac{jRX_l(a+1)(\alpha-1)}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{V}'_h=\dfrac{1}{3}(\underline{V}'_1+\underline{V}'_2+\underline{V}'_3)=0.
\end{cases}
$$

The expressions for the voltages at the bars of the receiver are (together with their symmetrical sequences):

$$
\text{(A. 6)}\qquad
\begin{cases}
\underline{U}'_{12}=\underline{V}'_1-\underline{V}'_2=\underline{E}_d\dfrac{\alpha R(a+2)}{\alpha R+jX_l(\alpha+2)},\\
\underline{U}'_{23}=\underline{V}'_2-\underline{V}'_3=-\underline{E}_dR\dfrac{R\alpha(2a+1)+j3X_l(a\alpha+\alpha+a)}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{U}'_{31}=\underline{V}'_3-\underline{V}'_1=-\underline{E}_dR\dfrac{R\alpha(1-a)+j3X_l(\alpha-a)}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]};\\
\underline{U}'_d=\underline{E}_d\dfrac{R(a+2)[\alpha R+jX_l(2\alpha+1)]}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{U}'_i=\underline{E}_d\dfrac{jRX_l(a+2)(\alpha-1)}{(R+j3X_l)[\alpha R+jX_l(\alpha+2)]},\\
\underline{U}'_h=0.
\end{cases}
$$

The expressions of the symmetrical sequences of the apparent complex power at the receiver, in the line and at the generator, are, respectively:

$$
\text{(A. 7)}\quad
\begin{cases}
\underline{S}_h=3\underline{U}'_h\underline{I}'^{*}_h=P_h+\mathrm{j}Q_h=0,\\
\underline{S}_d=3\underline{U}'_d\underline{I}'^{*}_d=P_d+\mathrm{j}Q_d=\dfrac{3E_d^2R(2\alpha+1)[R^2\alpha+3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2+X_l^2(\alpha+2)^2]}+\mathrm{j}\,\dfrac{3E_d^2R^2X_l(\alpha-1)^2}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2+X_l^2(\alpha+2)^2]},\\
\underline{S}_i=3\underline{U}'_i\underline{I}'^{*}_i=P_i+\mathrm{j}Q_i=-\mathrm{j}\,\dfrac{3E_d^2(\alpha-1)^2R^2X_l}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2+X_l^2(\alpha+2)^2]};\\
\underline{S}_{lh}=\mathrm{j}3X_l\underline{I}_h^2=P_{lh}+\mathrm{j}Q_{lh}=0,\\
\underline{S}_{ld}=\mathrm{j}3X_l\underline{I}_d^2=P_{ld}+\mathrm{j}Q_{ld}=\mathrm{j}\,\dfrac{3E_d^2X_l[R^2(2\alpha+1)^2+9X_l^2(\alpha+2)^2]}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2+X_l^2(\alpha+2)^2]},\\
\underline{S}_{li}=\mathrm{j}3X_l\underline{I}_i^2=P_{li}+\mathrm{j}Q_{li}=\mathrm{j}\,\dfrac{3E_d^2X_lR^2(\alpha-1)^2}{(R^2+9X_l^2)[R^2\alpha^2+X_l^2(\alpha+2)^2]};\\
\underline{S}_{gh}=3\underline{E}_h\underline{I}^{*}_h=P_{gh}+\mathrm{j}Q_{gh}=0,\\
\underline{S}_{gd}=3\underline{E}_d\underline{I}^{*}_d=P_{gd}+\mathrm{j}Q_{gd}=\dfrac{3E_d^2R(2\alpha+1)[\alpha R^2+3X_l^2(\alpha+2)]}{(R^2+9X_l^2)[\alpha^2R^2+X_l^2(\alpha+2)^2]}+\\
\qquad+\mathrm{j}\,\dfrac{3E_d^2X_l[R^2(5\alpha^2+2\alpha+2)+9X_l^2(\alpha+2)^2]}{(R^2+9X_l^2)[\alpha^2R^2+X_l^2(\alpha+2)^2]},\\
\underline{S}_{gi}=3\underline{E}_i\underline{I}^{*}_i=P_{gi}+\mathrm{j}Q_{gi}=0.
\end{cases}
$$

Received, March 30, 1991

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Engineering

REFERENCES

1. Țugulea A., *Considerații privind efectele energetice în regimuri armonice nesimetrice ale sistemelor trifazate.* Energetica, **34**, *3*, 121—128 (1986).
2. Țugulea A., *Considerații referitoare la definirea factorului de putere pentru sistemele trifazate dezechilibrate.* Energetica, **34**, *4*, 164—167 (1986).
3. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare.* Inst. polit., Iași, 1974.
4. Preda L., *Unele aspecte ale pierderilor în instalațiile electrice datorită consumatorilor nesimetrici.* National Conf. on Energetics, Nov. 1983.
5. Popescu I., Bărbulescu D., Zaharia I., *L'énergie active harmonique fournie aux réseaux électriques dans le cas des récepteurs non-linéaires alimentés par une station électrique industrielle.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXV (XXXIX)**, *1—2*, s. III, 69—76 (1989).

CIRCULAȚIA PUTERILOR PE COMPONENTE SIMETRICE ÎN CIRCUITE TRIFAZATE CU RECEPTOR DEZECHILIBRAT

(Rezumat)

Rețelele electrice funcționează în general în regim simetric. Există situații frecvente în care receptoarele sunt dezechilibrate ceea ce conduce la efecte suplimentare față de funcționarea în regim simetric. Se prezintă modul de influență al gradului de nesimetrie al receptorului asupra calității energiei la receptor, precum și al pierderilor suplimentare în rețea. Se pun în evidență situațiile extreme în funcție de gradul de încărcare și de nesimetrie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.396.619

PEFORMANCE EVALUATION OF SPECTRAL BANDWIDTH OF SOME TYPICAL CONSTANT ENVELOPE SIGNALING WAVEFORMS USED IN DIGITAL FM

BY

PAUL COTAE and N. ALEXANDRU

1. Introduction

The modulation techniques with constant envelope imposed themselves in the last years in the case of data transmission on communication channels with severely limited bandwidth.

The performances of these modulation techniques are not affected by nonlinear operation performed on the useful signals. One of the criteria for appreciating performances is the minimal euclidian distance (d_{min}) calculated on the ground of the lattice of phase trajectories of modulated signal for a given modulation index. It is extremely important to know the power spectral density (PSD) of the digital FM [1] ... [24].

A comparison of the PSD especially of the bandwidth occupied by the main lobe of a whole class of signals such as MSK (Minimum Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), QQPSK (Offset QPSK), SFSK (Sinusoidal Frequency Shift Keying) was made in [2], where these signals were obtained by a QAM modulation technique that implies a linear transformation of the baseband signal.

For other classes of digital FM namely: CPSK (Continuous Phase Shift Keying), FMPRS (Frequency Modulation with Partial Response Signals), CORPSK (Correlative Phase Shift Keying), the transformation of the baseband signal is nonlinear.

2. CPFSK Signals

CPFSK signals are a particular case of CPM modulation (Continuous Phase Modulation). Let the baseband signal which modulates the phase of a carrier frequency be expressed as:

$$\alpha = \ldots a_{-2}a_{-1}a_0a_1a_2\ldots, \tag{1}$$

where a_i represents the symbol of uncorrelated information, each of them taking on one of the values:

$$a_i = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \ldots, \pm(M-1), \quad (i = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots), \tag{2}$$

with the probability $1/M$.

The modulated signal is given by the relations:

$$s(t, \alpha)=A\cos[2\pi f_c t+\varphi(t, \alpha)+\varphi_0] \tag{3}$$

and it is obtained as in Fig. 1 where:

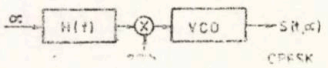


Fig. 1

$$\varphi(t, \alpha)=2\pi h\int_{-\infty}^{t}[\sum_i a_i g(\tau-iT)]\mathrm{d}\tau. \tag{4}$$

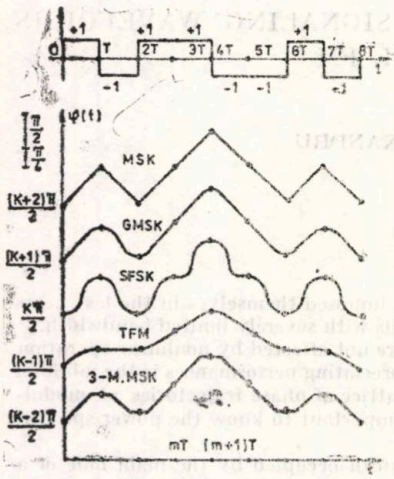


Fig. 2

A represents the amplitude of the signal, and as a rule we take $A=\sqrt{2E/T}$, where E is the energy of an information symbol and T the signaling duration; φ_0 is the initial phase of carrier at the beginning of the modulation process.

In the case of the coherent detection, without loosing anything of the generality, it will be supposed that $\varphi_0=0$ and in the case of the incoherent detection it is to be supposed that φ_0 is the random variable uniformly distributed in the interval $[0, 2\pi]$. h is the modulation index [10], and $g(t)$ is the ponderation circuit of the baseband signal with a transfer function $G(f)$. For most of the modulation technique $g(t)$ takes the form of a „raised cosine" [1].

The condition of phase continuity implies the continuity of the function $\varphi(t, \alpha)$. The phase response, $q(t)$, to the sequence like in relation (3), is defined as:

$$q(t)=\int_{-\infty}^{t} g(\tau)\mathrm{d}\tau, \qquad -\infty<t<\infty. \tag{6}$$

With relation (5), $\varphi(t, \alpha)$ being calculated by relation (4), we can also write:

$$\varphi(t, \alpha)=2\pi h\sum_{-\infty}^{+\infty} a_i q(t-iT). \tag{6}$$

In the general case $g(t)$ can spread on L intervals being defined as:

$$g(t)\begin{cases}\neq 0, & 0\leqslant t\leqslant LT,\\ =0 & \text{in rest.}\end{cases} \tag{7}$$

We distinguish the following cases:

a) $L=1$; the instantaneous frequency is constant on each bit interval and we obtain the CPFSK signals that include particular cases of MSK, GMSK [13], [20] (premodulation Gaussian filtered MSK) and 3M.MSK [18] for which:

$$(8)\qquad q(t)=\begin{cases}0\ , & t<0,\\ \dfrac{t}{2T}\ , & 0\leqslant t\leqslant T,\\ \dfrac{1}{2}\ , & t>T.\end{cases}$$

If we consider the data sequence to have the form depicted in Fig. 2, then $\varphi(t)$ was also represented for MSK, GMSK, SFSK and 3M.MSK. The lattice of all phase trajectories for these signals are given in Figs. 3 and 4 for $h=1/4$.

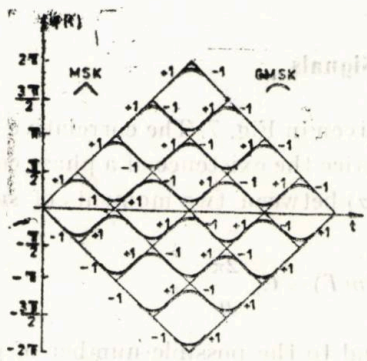


Fig. 3

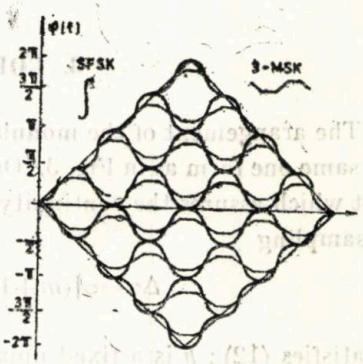


Fig. 4

b) For $L\neq 1$ we obtain the FMPRS signals with the modulator illustrated in Fig. 5. For its mathematical treatment, the sequence of data described by relation (1) can be writen as a series of values of the D delay operator [8], [10], [11] :

$$(9)\qquad \alpha(D)=a_0+a_1D+a_2D^2+a_3D^3+\ldots$$

and the corresponding polynomial function of the coder is :

$$(10)\qquad F(D)=\frac{K_0+K_1D+K_2D+\ldots+K_nD^n}{C}\ ,\ \text{where}\ \ C=\sum_{i=0}^{n}|K_i|\ .$$

It is noted that for $F(D)=1$ the MSK signal is obtained.

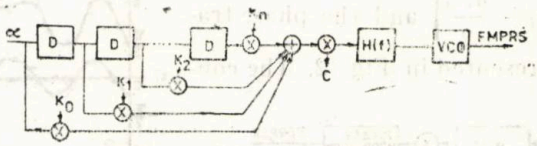


Fig. 5

Three polynomials are remarked for their spectral characteristics namely : $F(D)=(1+D)/2$, $F(D)=(1+D)^2/4$, $F(D)=(1+D+D^2)/3$, with the lattice of phase trajectories represented in Figs. 6 *a*, 6 *b*, and respectively 6 *c*. A study of $G(f)$ from Fig. 5 was carried in [9], [10].

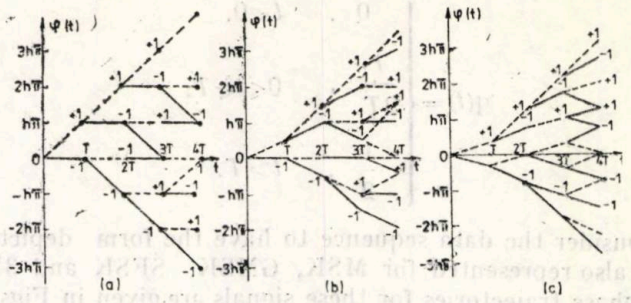


Fig. 6

3. CORPSK Signals

The arangement of the modulator is given in Fig. 7. The correlative coder is the same one form as in Fig. 3. On can notice the existence of a phase control circuit which assures the continuity of $\varphi(t, \alpha)$ between two moments of successive sampling

$$\Delta\varphi = \varphi[(m+1)T] - \varphi(mT) = C_m \frac{2\pi}{n} \tag{12}$$

and satisfies (12) ; h is a fixed number equal to the possible number of phase transition at the sampling moment mT. $|C_m| < C_{m\max}$ (the maximum number of levels of the signal at the output of correlative coder). The phase of the signal on elementary interval depends on the level of the signal in sequence, as well as on the level of the previous signal.

Taking into account that $F(D) = 1 + D$, $F(D) = 1 - D^2$, $F(D) = (1 + D)^2$, (polynomial functions) the trajectories of the corresponding phase were represented in Fig. 8. for the particular sequence from Fig. 8 *a*.

It can be noticed that for $F(D) = 1 + D$ the TFM [9], [19] signal is obtained for $\Delta\varphi = \frac{\pi}{4}\left(\frac{a_{i-1}}{2} + a_i + \frac{a_{i+1}}{2}\right)$ and the phase trajectory was represented in Fig. 2. The con-

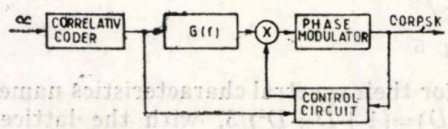


Fig. 7

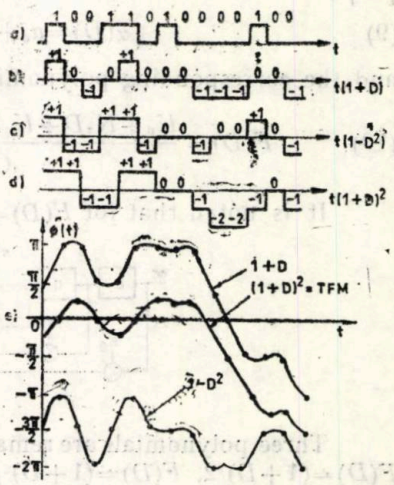


Fig. 8

ditions that must be fulfilled by $G(f)$ are given in [12] where the frequency modulator is replaced by a phase modulator.

4. XPSK Signals

The scheme of the modulator is given in Fig. 9. The data sequence is applied to a parallel – series converter; its outputs are applied to an intercorrelator. The intercorrelator outputs are applied to the I and Q channels.

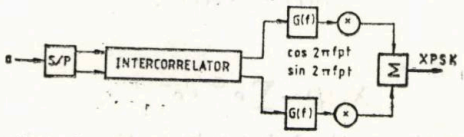


Fig. 9

For the duration of a signaling interval the symbol at the I channel output for example, depends on the value of the symbol previously applied at I and Q channels inputs. For this reason two channels I and two channels Q are necessary for coding.

Table 1

Channel $Q(I)$	Channel $I(Q)$	Number of combinations
$\pm \cos \frac{\pi t}{T}$	$\pm \sin \frac{\pi t}{T}$	4
$\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \frac{\pi t}{T}$	f_1 or f_3	4
$\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \frac{\pi t}{T}$	f_2 or f_4	4
$\pm \frac{1}{\sqrt{2}}$	$\pm \frac{1}{\sqrt{2}}$	4

where:

$$f_1 = 1-(1-A)\cos^2\frac{\pi t}{T},$$

$$f_2 = 1-(1-A)\sin^2\frac{\pi t}{T},$$

$$f_3 = -1+(1-A)\cos^2\frac{\pi t}{T},$$

$$f_4 = -1+(1-A)\sin^2\frac{\pi t}{T}.$$

The performances of XPSK data transmission systems are the same as in the TFM case. The XPSK demodulator is identical with the OQPSK one, and much simpler than TFM case.

5. Performances of the Modulation

The analysis [1],...,[24] points to three main methods of calculating the PSD of the digital frequency modulation signals, namely :

a) Computer simulation [12], [13], where the modulating signal is supposed to be a random binary data sequence of a certain length that modulates the phase of the carrier signal $s(t, \alpha)$. The F o u r i e r transform of the envelope signal is determined for N samples and the power spectrum is estimated as :

$$S(f) = |X_N(f)|^2, \tag{14}$$

where :

$$X_N(f) = \sum e^{j\Phi(t_k)} e^{-j2\pi f t_k}. \tag{15}$$

The accuracy of the method depends on the number N of the samples we use.

b) The method of M a r k o v chains [16], [18]. The transition matrix of low-pass equivalent of complex envelope signals for each state is determined. The method is efficient and is prefered when N is little.

c) The direct method [2], [4], [6], [9], [12], [14]. The time interval $t \in [0, NT]$ is considered. The F o u r i e r transform is calculated and we let $N \to \infty$. In this case :

$$S(f) = \lim \frac{1}{NT} E\{|S_N(t_1, \alpha)|^2\}, \quad S_N(t, \alpha) = \mathcal{F}[s_N(t, \alpha)], \tag{16}$$

where $E\{...\}$ represents the statistic average of the random variable $\{...\}$ In the general case the formulas are complicated and numeric method are used because they allow the use of computers.

For comparison, MSK signal was chosen as reference.

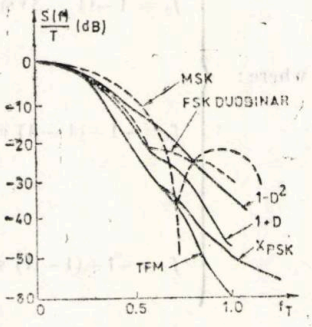


Fig. 10

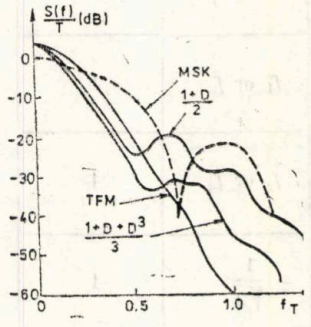


Fig. 11

Figs. 10 and 11 present comparatively the PSD's for the particular cases mentioned above. In addition the duobinary FSK signal treated in [6] is also presented.

Table 2 shows comparatively the performances of modulation techniques considering the efficiency bandwith using the criteria of the first spectral null [2] and the bandwidth necessary for transmission 90% and 99% of the signal power.

Table 2

No.	Modulation type	Bandwidth efficiency			d^2_{min}	$10\log \frac{d^2_{min}}{d^2_{min}(MSK)}$
		First null spectral	90%	99%		
1	PSK	0.50	0.05	0.005	2	0
2	QPSK	1.00	0.10	0.01	2	0
3	MSK	0.67	0.85	0.36	2	0
4	SFSK	0.56	0.45	0.34	2	0
5	$\frac{(1+D)^2}{4}$	—	1.25	0.79	1.55	−1.11
6	$\frac{1+D}{2}$	—	0.72	0.59	1.73	−0.62
7	$\frac{1+D+D^2}{3}$	—	0.63	0.45	1.34	−1.70
8	GMSK	—	0.80	0.65	2	0
9	3M.MSK	—	0.90	0.37	1.60	−0.96
10	TFM	—	0.39	0.25	1.20	−0.22
11	XPSK	—	0.51	0.35	1.22	−0.23

The minimal euclidian distance is defined as :

$$d_{min} = \min d^{\infty}_{ij}, \quad (\forall_{ij}), \tag{17}$$

where :

$$d^N_{ij} = \int_0^{NT} [\varphi_i(t, \alpha) - \varphi_j(t, \alpha)]dt \tag{18}$$

and it represents a criterion for estimating the error probability [7], [21]

8. Conclusions

A series of modulation techniques with constant envelope are presented and particular cases are pointed out.

The authors analyze comparatively these techniques calculating the bandwidth efficiency relying on two criteria: the bandwidth occupied by the first spectral null and the bandwidth necessary for 90% (99%) of the signal power. The lattice of the phase trajectories is represented for MSK, SFSK, 3M.MSK, $(1+D)/2$, $(1+D)^2/4$, $(1+D+D^2)/3$.

The less abrupt the variation of the phase trajectory is, the more compact the spectrum oft the modulated signal becomes. This implies that the first derivative should be continuous and should be as little as possible at the sampling moments. Table 2 shows that TFM signal has the best characteristics.

Received, September 10, 1990

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Telecommunications

REFERENCES

1. Alexandru N. D., Cotae P., *Telegraphy and Data Transmission*, (in Romanian). Polyt. Inst., Jassy, 1989.
2. Cotae P., Alexandru D. N., *About MSK (Minimum Shift Keying) Signals.* Jubilee Sci. Sess., Nov. 10—12, 1988, Polyt. Inst., Jassy, **4**, 338—344.
3. Schmidt K. H., *Data Transmission using Controled Intersymbol Interference.* ITT Electrical Communication, **COM 48**, *1—2*, 121—134 (1973).
4. Baker J. T., *Asymptotic Behavior of Digital FM Spectra.* IEEE Trans. Commun., **COM-22**, *10*, 1585—1594 (1974).
5. Osborne P. W., Luntz M. B., *Coherent and Noncoherent Detection of CPFSK.* IEEE Trans. Commun., **COM-22**, *8*, 1023—1036 (1974).
6. Garrison G. J., *A Power Spectral Density Analysis for Digital FM.* IEEE Trans. Commun., **COM-23**, *11*, 1228—1243 (1975).
7. Amoroso F., *Pulse and Spectrum Manipulation in the Minimum (Frequency) Shift Keing (MSK) Format.* IEEE Trans. Commun., **COM-24**, *3*, 381—384 (1976).
8. Pasupathy S., *Correlative Coding: A Bandwith — Efficient Signaling Scheme.* IEEE Trans. Commun. Soc. Mag., **15**, *4*, 4—11 (1977).
9. de Jager F., Dekker C. B., *Tamed Frequency Modulation: A Novel Method to Achieve Spectrum Economy in Digital Transmission.* IEEE Trans. Commun., **COM-26**, *5*, 523—528 (1978).
10. Despande G. S., Wittke P. H., *Correlative Encoded Digital FM.* IEEE Trans. Commun., **COM-29**, *2*, 156—162 (1981).
11. Deshpande G. S., Wittke P. H., *Optimum Pulse Shaping in Digital Angle Modulation.* IEEE Trans. Commun. **COM-29**, *2*, 162—168 (1981).
12. Muilwijk D., *Correlative Phase Shift Keying: A Class of Constant Envelope Modulation Technique.* IEEE Trans. Commun., **COM-29**, *3*, 226—236 (1981).
13. Muroto K., Hirade K., *GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony.* IEEE Trans. Commun., **COM-29**, *7* (1981).
14. Aulin T., Sundberg C. E., *Exact Asymptotic Behavior of Digital FM Spectra.* IEEE Trans. Commun., **COM-31**, *2*, 290—295 (1989).
15. Lane P. J., *The Viterbi Receiver for Correlative Encoded MSK Signals.* IEEE Trans. Commun., **COM-31**, *2*, 290—295 (1983).
16. Kato S., Feher, K., *XPSK: A New Cross-Correlated Phase-Shift Keying Modulation Technique.* IEEE Trans. Commun., **COM-31**, *5*, 701—707 (1983).
17. Simons S. J., Wittke P. H., *Low Complexity Decoders for Constant Envelope Digital Modulation.* IEEE Trans. Commun., **COM-31**, *12*, 1273—1280 (1983).
18. Nakajima S., *Frequency Counting Modulator.* IEEE Trans. Commun., **COM-31**, *14*, 1280—1285 (1983).

19. Bellini S., Sonzoni M., Tartara G. G., *Noncoherent Detection of Tamed Frequency Modulation.* IEEE Trans. Commun., **COM-32**, *3*, 218–224 (1984).
20. Hambley A. R., Tavaka O., *Generalized Serial MSK Modulation.* IEEE Trans. Commun., **COM-32**, *3* (1984).
21. Sasake I., Harada Y., Mori S., *Bandwith Efficient Quadrature Overlapped Modulation.* IEEE Trans. Commun., **COM-32**, *5* (1988).
22. Korn I., *Digital Communications.* Van Nostrand Reinhold, NY, 1985.
23. Feher K., *Advanced Digital Communications.* Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1987.
24. Benedetto S., Biglieri E., Castellani V., *Digital Transmission Theory.* Prentice Hall, Inc. Englewood Cliffs, NJ, 1987.

ANALIZA EFICACITĂŢII SPECTRALE A TEHNICILOR DE MODULAŢIE CU ANVELOPA CONSTANTĂ UTILIZATE ÎN MODULAŢIA DIGITALĂ DE FRECVENŢĂ

(Rezumat)

Se prezintă o serie de tehnici de modulaţie cu anvelopa constantă, pentru obţinerea unor clase de semnale CPFSK, CORPSK, XPSK precum şi a variantelor acestora: MSK, GMSK, SFSK, TFM şi 3M.MSK. Se întreprinde o analiză a eficacităţii benzii pe baza a două criterii: a) lăţimea de bandă ocupată de lobul principal al densităţii spectrale de putere; b) lăţimea de bandă ocupată de 90% (99%) din puterea semnalului şi se calculează distanţa minimă euclidiană pentru cazurile particulare de mai sus comparându-se cu o altă clasă de semnale obţinute printr-o schemă de modulaţie QAM (BPSK, QPSK, MSK, SFSK).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.315.614 ; 537.531

SOME ASPECTS CONCERNING THE FIBROUS MATERIALS RELIABILITY IN RADIATION CONDITIONS

BY

ROMEO CIOBANU

1. Introduction

The electroinsulating fibrous materials present specific distructions and aging behaviour, reflected in electrical products reliability. The real aspects implied by the up-to-date technologies and uses (e. g. nuclear power field) inquire a study concerning the materials reliability in radiation conditions

2. Experimental. Results and Discusion

The thermal aging studies at different solicitation levels, based on Arrhenius model, suggested the possibility of using adapted Arrhenius coefficients in analysing the materials behaviour in radiation conditions. The samples of electrotechnical 70 g/m² paper were exposed to UV and X-rays according to accelerate aging programmes presented in Table 1. The solicitation level (radiation intensity) exchange was realised by :

a) Modifying the cathode current of the X-rays lamp. Knowing the proportional dependence between the radiation and current intensities :

$$I = Ki, \tag{1}$$

where K is a coefficient depending on the type of lamp (in this case a X-rays source using an anodic voltage of 90 KV).

b) Modifying the distance between the UV-rays source and the sample, knowing the dependence between the radiation intensity and the distance :

$$I = \frac{K}{d^2}, \tag{2}$$

where K is a coefficient depending on the type of the source (in this case a 500 W lamp) and real experimental conditions [1], [2].

The adapted Arrhenius model suggested by the study is :

$$\ln \frac{S_0}{S} = C(I)t, \tag{3}$$

with : S — the analysed quality parameter (S_0 — its initial value), t — the exposing time and $C(I)$ — radiation distruction coefficients depending on

radiation intensity and the type of quality chosen parameters [3]. Their values are presented comparatively for 35, 45 and 65° SR beating degree in Tables 2 and 3.

Table 1

The Accelerate Aging Prggrammes

UV rays		
No.	Exposing distance, d m	Exposing duration, t h
1	0.75	16 ; 24 ; 32 ; 48
2	0.50	8 ; 16 ; 24 ; 32
3	0.33	8 ; 16 ; 24 ; 32
4	0.25	4 ; 8 ; 16 ; 24
X-rays		
No.	Cathodic current, i mA	Exposing duration, t min.
1	1	5 ; 10 ; 25 ; 50 ; 100
2	2.5	1 ; 5 ; 10 ; 20 ; 40
3	5	0.5 ; 2 ; 5 ; 10 ; 20

Table 2

X-rays Distruction Coefficients C(I)

No.	Quality parameter	Cathodic current, [mA]			°SR
		1	2.5	5	
1	Alpha cellulose content	0.0016	0.0041	0.0008	—
2	Dry breaking length	0.0045	0.0077	0.014	35
		0.008	0.01	0.019	65
3	Number of double folds	0.011	0.025	0.042	35
		0.010	0.031	0.056	65
4	Bursting strength	0.0045	0.015	0.017	35
		0.0046	0.015	0.019	65
5	Tear strength	0.007	0.014	0.021	35
		0.0065	0.014	0.024	65
6	Dielectric strength	0.0023	0.0041	0.008	35
		0.0028	0.006	0.012	65
7	Dielectric loss factor	0.0068	0.013	0.019	35
		0.007	0.014	0.022	65

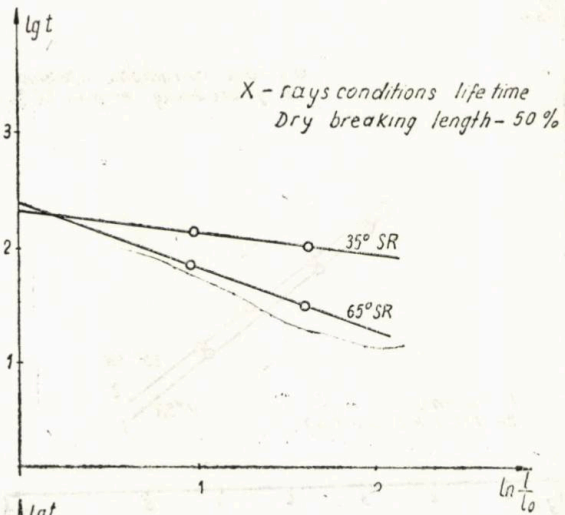

lg t
X - rays conditions life time
Dry breaking length - 50 %
3
2
1
35° SR
65° SR
1
2
ln l/l0

Fig. 1

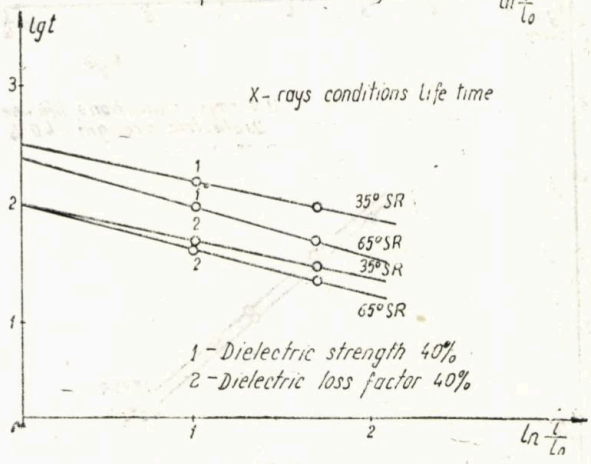

lgt
X - rays conditions life time
3
2
1
1
2
2
35° SR
65° SR
35° SR
65° SR
1 - Dielectric strength 40%
2 - Dielectric loss factor 40%
1
2
ln l/l0

Fig. 2

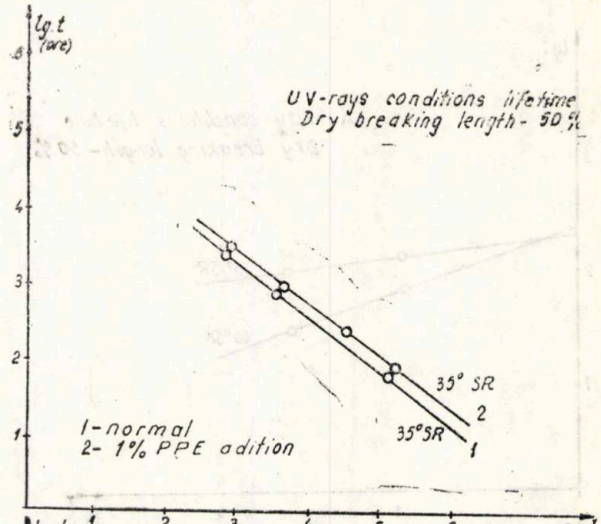

lg.t
(ore)
UV-rays conditions lifetime
Dry breaking length - 50 %
35° SR
2
35°SR
1
1-normal
2- 1% PPE adition
ln 1/L

Fig. 3

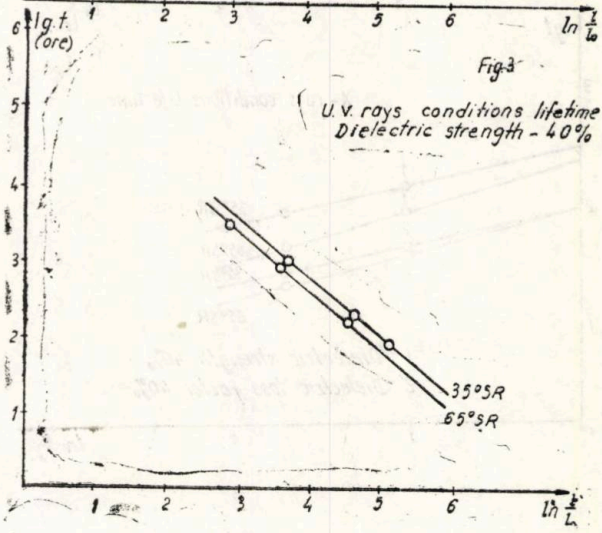

lg.t.
(ore)
Fig.3
U.V. rays conditions lifetime
Dielectric strength - 40%
35°SR
65°SR
ln 1/L

fig. 4

Table 3

UV-rays Distruction Coefficients C(I)

No.	Quality Parameter	Exposing distance, [m]				°SR
		0.25	0.33	0.50	0.75	
1	Dry breaking	0.013	0.0058 0.006 0.0061	0.001	0.0003	35 45 65
2	Tear strength	0.015	0.0061 0.008 0.0084	0.0066	0.004	35 45 65
3	Bursting strength	0.0061	0.0035 0.0035 0.0035	0.0022	0.001	35 45 65
4	Number of double folds	0.02	0.01 0.018 0.022	0.012	0.0088	35 45 65
5	Dielectric strength	0.0072	0.0027 0.0028 0.003	0.0006	0.0002	35 45 65
6	Dielectric loss factor	0.016	0.0084	0.0035	0.0018	45

The following characteristics are very sensitive to radiations : number of double folds, tear strength and dielectrical loss factor, but the stability of dry-breaking length and dielectric strength parameters was noticed.

The beating degree influence is, contrary to expectation, very reduced ; as possible explanation is to consider the great power of radiation penetration in these thin and porous samples and the specific destructions produced at undermolecular level. The mechanism of destruction is close to electrical one and presents some differences comparing to thermal aging, due to the X-rays dose effect and UV-rays photoelectric surface one.

The graphic representation for the reliability characteristics uses in ordinate the lifetime (expressed as breaking length−50% and dielectric strength−40%) and in abscissa ln I/I_0, where I is the radiation intensity and I_0 — a reference value (for 1 mA in X-rays conditions and 3.15 m in UV-rays conditions) (Figs. 1 ... 4).

The dose effect is important to reduced beating degrees or low radiation intensity values.

The graphic representation suggested a mathematical expression for $C(I)$ coefficient as follows :

$$C(I)=K_1\left(\frac{I}{I_0}\right)^m, \tag{4}$$

influenced by the dose effect parameter [4], [5].

Table 4

m-Dose Effect Coefficients

Quality Parameters							
1	2	3	4	5	6	7	°SR
0.93	0.61 1.02	0.74 0.98	1.05 1.06	0.75 0.87	0.67 0.95	0.83 1.11	35 56

The m values are given in Table 4, for X-rays, and are depending on the type of quality chosen parameters. For advanced beating degrees over 50° SR, they are close to the value obtained for alpha cellulose content, $m=1$. For a large beating degree and radiation intensity field we may consider $m=1$ for all the quality analysed caracteristics and the Arrhenius adapted relation becomes :

$$\ln\frac{S_0}{S}=K_1\frac{I}{I_0}t=\frac{K_1}{I_0}D, \tag{5}$$

depending exclusively on radiation dose, D.

The radiation dose may be determined very accurately using specific methods of analysis and can be coordinated to the electroinsulating materials lifetime.

The photoelectric surface effect of UV-rays determines a special behaviour of paper samples containing a reduced (1 ... 5%) synthetic polymer adition. It is possible to estimate, in a large field of exposing distances, characteristics reservation durations (Table 5) at lower values comparing to thermal aging [6].

The polymer activity depends on chemical structure and leads to increased material reliability (Fig. 4). This effect was hardly noticed in X-rays exposing conditions due to the very reduced synthetic polymer adition.

Table 5

Reservation Duration for 0.33 m Exposing Distance

No.	Quality parameter	Duration, [h],		Corrected $C(I)$ coefficient (PPE, 45°)
		CMC	PPE	
1	Dry breaking length	12	36	0.0046
2	Bursting strength	4	8.5	0.0033
3	Tear strength	2.5	8	0.006
4	Number of double folds	3	9	0.014
5	Dielectric strength	45	90	0.002

3. Conclusions

The radiation aging conditions present specific destruction mechanisms characterised by a reduce influence of beating degree.

It is possible to analyse the materials lifetime with a modified Arrhenius model based on the dose effect coefficient of the radiation source.

For a large field of beating degrees and radiation intensities, the real decreasing of the quality parameters is correlated directly to the radiation dose.

Received, March 15, 1991

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Measures and Materials

REFERENCES

1. Teodorescu I., Fiti M., *Iradierea tehnologică*. Ed. Acad. R.S.R., Bucureşti, 1979.
2. Popa V., *Probleme concrete ale radiografiei cu radiaţie X şi* γ. Ed. Tehn., Bucureşti, 1978.
3. Cătuneanu V., *Materiale pentru electronică*. EDP, Bucureşti, 1982.
4. Popescu C., *Materiale electronice*. Ed. Tehn. Bucureşti, 1976.
5. Ifrim A., SEA-CNE, 17—19 sept., 1987, Bucureşti, 337
6. Poppel E., Ciobanu R., Cell. Chem. a. Technol., **22**, 647 (1988).

ASPECTE PRIVIND ESTIMAREA FIABILITĂŢII MATERIALELOR FIBROASE LA RADIAŢII DE MARE ENERGIE

(Rezumat)

Se prezintă metodologia aplicării principiului Arrhenius al degradării termice a materialelor pentru cazul estimării fiabilităţii la radiaţiile de mare energie: UV şi X.

Se fac exemplificări pentru materialele electroizolante fibroase celulozice la care se estimează şi influenţa coeficientului de doză radiativă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICA. ENERGETICA. ELECTRONICA

D.C. 621.394

ERROR-NUMBER INDICATING CODES IN ERROR CORRECTION (II)

BY

VALERIU MUNTEANU, M. LUCANU, ADRIANA PĂSTRĂVANU and DANIELA TĂRNICERU

1. Introduction

In a previous paper [9] error-number indicating codes were introduced. There were also established relationships between columns of the associated parity check matrix for e or fewer errors correction.

On this basis a general method for error correction was derived. It has been that the new proposed correction procedure is faster than the known classical ones.

This paper evaluates the performances of the proposed method and presents a second method for error correction used for BCH codes.

2. Comparison between the Proposed Decoding Method and the General One

In view to emphasize the advantages of this decoding method which use error-number indicating codes, we remind the general decoding procedure for BCH codes proposed in [8].

It is shown in [8] that in order to correct e or fewer errors one must perform the following steps:

1. The set of equations:

$$(1)\qquad \begin{cases} S_eC_1+S_{e-1}C_2+\ldots+S_1C_e=S_{e+1}, \\ S_{e+1}C_1+S_eC_2+\ldots+S_2C_e=S_{e+2}, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ S_{2e-1}C_1+S_{2e-2}C_2+\ldots+S_eC_e=S_{2e} \end{cases}$$

is established.

2. These equations are solved w.r.t. the unknowns $C_1, C_2, \ldots, C_e$ and the polynomial:

$$(2)\qquad I(X)=X^e+C_1X^{e-1}+\ldots+C_{e-1}X+C_e,$$

are formed.

3. Substituting successively the nonzero elements of $GF(2^m)$ in (2), the elements of $GF(2^m)$ which are roots of $I(X)=0$, locate the errors.

From the beginning it must be remarked that the matrix $[M_e]$, defined in the proposed method, given by (34) [9], is different from the matrix of unknowns C_1, C_2, ..., C_e in (1).

Comparing the method of [8] with the one proposed in this paper it follows that the last one requires fewer computations.

Indeed, with the method proposed in [8], it is necessary to calculate the sums S_i, $(i=1, 2, \ldots, 2e)$, while using the present method it is necessary to calculate the sums S_i for $i=1, 2, \ldots, 2e-2$. The sum S_0 in the proposed method is calculated by simply counting the units in the received word. If the resulted number is even, this implies that $S_0=0$; if it is odd, then $S_0=1$.

The execution of steps 1 and 2 with the method proposed in [8] implies more computations than with the present method, where these steps are replaced by the calculation of some determinants.

Finally, it must be remarked that by using the proposed method one can correct e or fewer errors and detect $e+1$ ones.

The advantages of the method proposed in this paper are due to the introduction of a supplementary check symbol in the code-word, as the code-word must also have the root $a^0=1$.

3. Example

Let us consider that over a transmission channel introducing at most two independent errors the word $[B]=[111011100100001]$ has been received. If the primitive element α of $GF(2^4)$ is a root of the polynomial $g(X)=1+X+X^4$, let us determine the transmitted code-word.

S o l u t i o n. The received word having the length $=15=2^4-1$, it implies that we will work in the $GF(2^4)$ field, for which the relation $1+\alpha+\alpha^4=0$ takes place, α being a primitive element of this field. Since it is supposed that the channel introduces two independent errors at most, the code must indicate a number of $e=3$ or fewer errors. $X_0=\alpha^0=1$, $X_1=\alpha$ and $X_3=\alpha^3$ must be roots of the code-word $A(X)$. The polynomial form of the received word is $B(X)=1+X+X^2+X^4+X^5+X^6+X^9+X^{14}$. By the help of relation (26) [9] we calculate $S_0=B(\alpha^0)=0$, $S_1=B(\alpha)=\alpha^{13}$ and $S_3=B(\alpha^3)=\alpha^7$. These sums can also be calculated from the remainder $R(X)$. Since the encoder is implemented using $G(X)$ as generating polynomial, it is anyhow necessary to determine it.

In accordance with relation (28) [9], $G(X)=\mathrm{LCM}[M_0(X)M_1(X)M_3(X)]$. But $M_0(X)=1+X$, $M_1(X)=1+X+X^4$, $M_3(X)=1+X+X^2+X^3+X^4$. It follows then $G(X)=1+X+X^4+X^5+X^6+X^9$. The remainder, when the polynomial corresponding to the received word $B(X)$ is divided by $G(X)$, is in this case $R(X)=1+X^2+X^3+X^4+X^5+X^8$. It results then $S_0=R(1)=0$, $S_1=R(\alpha)=\alpha^{13}$ and $S_3=R(\alpha^3)=\alpha^4$. By the help of (32) [9], $S_0=S_1^2=\alpha^{11}$ and $S_4=S_2^2=\alpha^7$. The matrix $[M_e]$, given by (34) [9], becomes, for $e=3$:

$$M_3=\begin{bmatrix} S_2 & S_1 & S_0 \\ S_3 & S_2 & S_1 \\ S_4 & S_3 & S_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \alpha^{11} & \alpha^{13} & 0 \\ \alpha^4 & \alpha^{11} & \alpha^{13} \\ \alpha^7 & \alpha^4 & \alpha^{11} \end{bmatrix}.$$

It follows then $|M_3|=\alpha^3+\alpha^3+\alpha^{15}+\alpha^{15}=0$. Therefore there are less than three errors in the received word.

The matrix $[M_{e-1}]$ given by the relation (42) [9] for $e=3$:

$$[M_2]=\begin{bmatrix} S_2 & S_0 \\ S_1 & S_1 \end{bmatrix}, \text{ with } |M_2|=\begin{vmatrix} \alpha^{13} & 0 \\ \alpha^{11} & \alpha^{13} \end{vmatrix}=\alpha^{11}=0,$$

may be constructed. Therefore, in the received word two errors have occurred.

By inversion of the first symbol of the received word, b_0, we obtain, according to (44) [9], for $j=0$, the following sums: $S_0^{(0)}=S_0+1=1$, $S_1^{(0)}=S_1+1=\alpha^6$, $S_3^{(0)}=S_3+1=\alpha$, $S_2^{(0)}=\alpha^{12}$, $S_4^{(0)}=\alpha^9$. In this case:

$$|M_3^{(0)}|=\begin{vmatrix} S_2^{(0)} & S_1^{(0)} & S_0^{(0)} \\ S_3^{(0)} & S_2^{(0)} & S_1^{(0)} \\ S_4^{(1)} & S_3^{(0)} & S_2^{(0)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} \alpha^{12} & \alpha^6 & 1 \\ \alpha & \alpha^{12} & \alpha^6 \\ \alpha^9 & \alpha & \alpha^{12} \end{vmatrix}=\alpha^2+\alpha^6\neq 0.$$

Therefore the first symbol was correctly received.

Similarly, $|M_3^{(1)}|\neq 0$, therefore b_1 was also correctly received. By inversion of the symbol b_2 it results $S_0^{(2)}=1$, $S_1^{(2)}=\alpha^{14}$, $S_2^{(2)}=\alpha^{13}$, $S_3^{(2)}=\alpha^{12}$ and $S_4^{(2)}=\alpha^{11}$. For these sums we obtain :

$$M_3^{(2)}=\begin{vmatrix} S_2^{(2)} & S_1^{(2)} & S_0^{(2)} \\ S_3^{(2)} & S_2^{(2)} & S_1^{(2)} \\ S_4^{(2)} & S_3^{(2)} & S_2^{(2)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} \alpha^{13} & \alpha^{14} & 1 \\ \alpha^{12} & \alpha^{13} & \alpha^{14} \\ \alpha^{11} & \alpha^{12} & \alpha^{13} \end{vmatrix}=6\alpha^9=0.$$

By inversion of the symbol b_2 in the received word we find that less than three errors have occurred. Since in the received word there are two errors, it follows that, if the inversion of b_2 did not determine the appearance of three errors, b_2 was erroneously received. This fact results also from the following relations :

$$|M_2^{(2)}|=\begin{vmatrix} S_1^{(2)} & S_0^{(2)} \\ S_2^{(2)} & S_1^{(2)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} \alpha^{14} & 1 \\ \alpha^{13} & \alpha^{14} \end{vmatrix}=\alpha^{13}+\alpha^{13}=0,\quad |M_1^{(2)}|=S_0^{(2)}=1\neq 0.$$

Therefore, in the received word, after the inversion of b_2, a single error has left, so, indeed b_2 was erroneously received.

Further on, by a similar procedure, one concludes that b_3, b_4, ..., b_{13} have been correctly received while b_{14} was erroneously received.

The calculations can be further simplified if the remainder of the division of the received word, having the symbol b_2 corrected is computed by the generating polynomial $G(X)$. Since in the received word, after the correction of b_2 a single error exists, one calculates from the remainder only the sums S_0 and S_1. Successively the symbols b_3, b_4, ..., b_{14}, are inverted calculating the new sums by the help of (44) [9]. If $|M_2^{(j)}|\neq 0$, it means that the symbol b_j, $(j=3, 4, ..., 14)$, is correct, and if $|M_2^{(j)}|=0$, one decides that b_j is inverted. For the considered example, after correcting b_2, the remainder $R_1(X)=X^8+X^5+X^4+X^3+1$ is obtained. It follows that $S_0=R_1(1)=1$, $S_1=R_1(\alpha)=\alpha^{14}$ and $S_2=S_1^2=\alpha$. By inversion of the symbol b_3 it follows $S_0^{(3)}=S_0+1=0$, $S_1^{(3)}=S_1+\alpha^3=\alpha^{14}+\alpha^3=1$. In this case

$$|M_3^{(2)}|=\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{vmatrix}=1\neq 0,$$

and consequently b_3 is correctly received. Similarly it results $|M_2^{(j)}|=0$ for $j=4, 5, ..., 13$, therefore b_4, b_5, ..., b_{13} have been correctly received. Inverting b_{14} it results $S_0^{(14)}=0$, $S_1^{(14)}=S_1+\alpha^{14}=\alpha^{14}+\alpha^{14}=0$ and $S_2^{(14)}=S_1^2=0$. It follows then that

$$|M_2^{(14)}|=\begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}=0,$$

that is the symbol b_{14} was erroneously received.

In conclusion, the transmitted code-word is of the form

$$[A]=[1100111001000000].$$

4. Second Decoding Procedure using Error-Number Indicating Codes

The second proposed procedure can be applied only for BCH binary codes and is based on N e w t o n 's identities [8].

In this case, if the transmission channel introduces e errors, the following relations take place between the C_i, $(i=1, 2, \ldots, e)$, coefficients from the polynomial $I(X)$, given by the relation (2) and the sums S_i, $(i=0, 1, 2, \ldots)$:

$$S_{e-2}C_1+S_{e-3}C_2+\ldots+C_{e-1}=S_{e-1}, \tag{3}$$

for $e-1$ odd, and

$$S_{p-1}C_1+S_{p-2}C_2+\ldots+S_{p-e}C_e=S_p, \tag{4}$$

for $p\geq e$.

It is proved in [8] if that the determinant

$$|M_e|=\begin{vmatrix} 1 & 0 & \ldots & 0 \\ S_2 & S_1 & \ldots & 0 \\ S_4 & S_3 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ S_{2e-4} & S_{2e-5} & \ldots & S_{e-3} \\ S_{2e-2} & S_{2e-3} & \ldots & S_{e-1} \end{vmatrix} \tag{5}$$

is nonzero, then in the received word e or $e-1$ errors can appear, and if the determinant is zero, there are less than $e-1$ errors in the received word.

Thus, the second decoding procedure we propose consists of the following two steps :

1. The number of errors that have occurred in the received word are established by calculating the rank of the matrix $[M_e]$, given by the relation (34) [9]. If the rank of this matrix is $r\leq e$, the determinant $|M_{r+1}|$ is constructed by the help of relation (5).

2. Every symbol of the received word is succesively inverted. If when inverting the symbol b_j, $(j=0, 1, \ldots, n-1)$, one obtains $|M_{r+1}^{(j)}|\neq 0$, it follows that the symbol b_j was correctly received, and if $|M_{r+1}^{(j)}|=0$, it follows that the symbol b_j was erroneously received.

Indeed, the determinant $|M_{r+1}|$ is nonzero if in the received word $r+1$ or r errors have appeared and it is zero when in the received word there are less than r errors. If in the received word exactly r errors have occurred, by inversion of a correctly received symbol, there appear $r+1$ errors and by inversion of an erroneously received one, there rmain only $r-1$ errors.

Resuming the example from § 3, it means that in the received word two errors have appeared. The determinant $|M_3|$ which results from relation (5) for $e=3$ is then of the form :

$$|M_3|=\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_2 & S_1 & S_0 \\ S_4 & S_3 & S_2 \end{vmatrix}.$$

The first symbol, b_0, in the received word, being inverted, one gets :

$$M_3^{(0)}=\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_2^{(0)} & S_1^{(0)} & S_0^{(0)} \\ S_4^{(0)} & S_3^{(0)} & S_2^{(0)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \alpha^{12} & \alpha^6 & 1 \\ \alpha^9 & \alpha & \alpha^{12} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} \alpha^6 & 1 \\ \alpha & \alpha^{12} \end{vmatrix}=\alpha+\alpha^3\neq 0.$$

Therefore, it may be concluded that the symbol b_0 was correctly received. Similarly it results $|M_3^{(1)}|\neq 0$, therefore b_1 was also correctly received.

If b_2 is inverted it follows that

$$|M_3^{(2)}|=\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_2^{(2)} & S_1^{(2)} & S_0^{(2)} \\ S_4^{(2)} & S_3^{(2)} & S_2^{(2)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} S_1^{(2)} & S_0^{(2)} \\ S_3^{(2)} & S_2^{(2)} \end{vmatrix}=\begin{vmatrix} \alpha^{14} & 1 \\ \alpha^{12} & \alpha^{13} \end{vmatrix}=\alpha^{12}+\alpha^{12}=0,$$

which confirms that the symbol b_2 was erroneously received.

Carrying out all the computations it results, as with the first decoding method, that b_{14} was also erroneously received.

Comparing the two methods proposed in this paper it follows that there are fewer calculations in the second one. However it can be applied only to the binary BCH codes, while the first method can be extended for the general case GF(p^m).

This paper introduces error-number indicating codes.

For these codes, the necessary and sufficient conditions that must be satisfied by the parity-check matrix in order to indicate a given number of errors are established.

Using these codes, two decoding methods are exposed. A comparison for both methods with classical known approaches is made. From this comparison it follows that the two proposed decoding procedures require fewer computations, therefore simpler hardware and shorter computation time.

Received, October 11, 1990

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Telecomunications

REFERENCES

1. Berlekamp R. E, *Algebraic Coding Theory.* Mc Graw Hill Book Company, 1968.
2. Bose C. R., Chaudhury R., *On a Class of Error-Correcting Binary Group Codes.* Information and Control, *3* (1960).
3. Bose C. R., Chaudhury R., *Further Results on Error - Correcting Binary Group Codes.* Information and Control, *3* (1960).
4. Forner D. G., *On Decoding BCH Codes.* IEEE Trans. on Information Theory, *11* (1965).
5. Gallager G. R., *Information Theory and Reliable Communications.* John Wiley a. Sons, New York, 1968.
6. Kasami A. T., *A Decoding Procedure for Multiple Error Correcting Cyclic Codes.* IEEE Trans. on Information Theory, *2* (1964).
7. Peterson W. W., *Error-Correcting Codes.* Cambridge, 1961.
8. Peterson W. W., *Encoding and Error-Correction Procedures for the BCH Codes.* IEEE Trans. on Information Theory, *6* (1960).
9. Munteanu V., Lucanu M., Păstrăvanu A., Tărniceru D., *Error Number Indicating Codes in Error Correction (I).* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XLI(XLV)**, *1—4*, s. III (1991).

CODURI INDICATOARE ALE NUMĂRULUI DE ERORI FOLOSITE ÎN CORECŢIA ERORILOR (II)

(Rezumat)

Se analizează performanţele metodei de decodare propusă în [9], evidenţiind avantajele oferite de aceasta şi prezentînd un exemplu de utilizare. Este propusă, de asemenea, o nouă metodă de decodare folosind codurile indicatoare ale numărului de erori, aplicabilă codurilor BCH.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.394.9

A NEW BIΦ-*S* CODING TECHNIQUE

BY

IMAD FAYEZ MASHEH and N. D. ALEXANDRU

1. Introduction

The bi-phase *M* and *S* codes are obtained as a BiΦ-*L* (Manchester) coding associated with a differential (NRZ-*S* and respectively NRZ-*M*) precoding. The BiΦ-*M* and-*S* coding circuits were derived through logic synthesis, using a symbolic method [1], [2].

In the BiΦ-*S* coding a transition occurs at the beginning of every symbol interval. A mark is represented by no second transition. A space is coded by a second transition at the midpoint of the symbol interval.

The associated waveforms to a BiΦ-*S* coding circuit are represented in Fig. 1. We denote by *c* — the clock signal, *d* — the NRZ-*L* coded data signal, *p* — the clock with half frequency, *x* — the RZ coded data signal, *w* — the NRZ-*S* coded signal, *y* — the BiΦ-*S* coded signal.

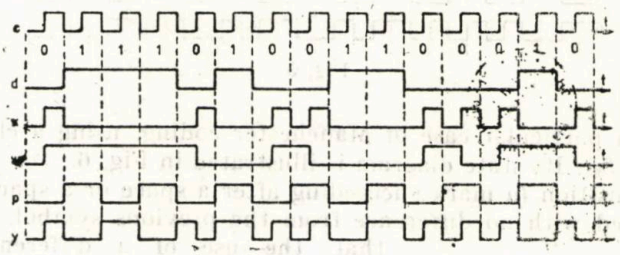


Fig. 1

In the BiΦ-*S* coded waveform *y* we observe that the spaces are represented by a signal on the clock frequency, either in-phase with the clock signal or at 180°. We can see the BiΦ-*S* signal as a particular case of PSK modulation; the carrier is a square wave with the clock frequency, while the modulating signal is a NRZ-*M* coded version of the data sequence *d*. The corresponding implementation of the BiΦ-*S* coder is represented in Fig. 2.

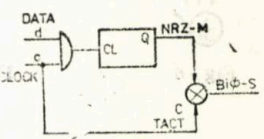


Fig. 2

We remark that after an even number of marks, the phase of the clock signal is preserved, while after an odd number of marks there is a phase jump of 180°.

2. A New BiΦ-*S* Coding Circuit

We observe that in the BiΦ-*S* coding the marks are represented by a square wave signal with half the clock frequency, denoted by *p*. We also remark

that after an even number of spaces, the phase of this signal is preserved, while after an odd number of spaces, a phase jump of 180° occurs.

Due to this symmetry, the BiΦ-*S* coder could alternatively be obtained with the circuit depicted in Fig. 3.

In either case, the BiΦ-*S* signal can be considered as a PSK one with a square wave carrier with the frequency f_{bit} or $f_{bit}/2$, modulated by a NRZ-*M* or respectively a NRZ-*S* coded version of the data signal *d* (Fig. 4).

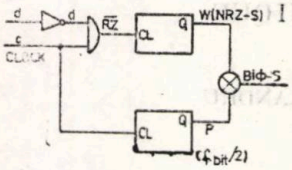


Fig. 3

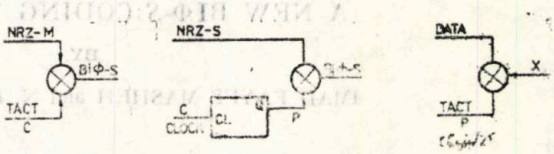


Fig. 4

3. A New Manchester Code

If we refer now to a Manchester coding, produced by the circuit in Fig. 3, the waveforms depicted in Fig. 5 are obtained.

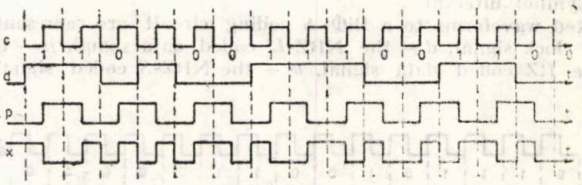


Fig. 5

This is a particular case of Manchester coding, using a clock with the frequency 0.5 f_{bit}. Its state diagram is illustrated in Fig. 6.

As a transition (a mark succeeding after a space or a space following a mark) is coded with no difference from the previous symbol, it is obvious that the use of a differential encodig (NRZ-*S*) is compulsory. We can see that the lack of transition (a mark followed by a mark or a space succeeding after a space) introduces a new signal element which is *LL* alternating with *HH*. An inverse convention applies to the BiΦ-*M* coding, as depicted in the state diagram from the Fig. 7.

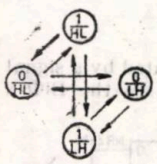


Fig. 6

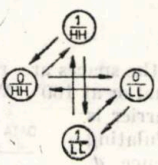


Fig. 7

4. Conclusions

1. The BiΦ-*S* signal can be considered as a PSK one with a square wave carrier with the frequency f_{bit} or $f_{bit}/2$, modulated by a NRZ-*M* or respectively a NRZ-*S* coded version of the data signal.

2. A particular case of Manchester coding, using a clock with the frequency 0.5 f_{bit} can be obtained.

3. The experimental checking work confirmed the correctitude of our assumptions.

Received, May 14, 1990

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Telecommunications

REFERENCES

1. Alexandru N. D., *Contributions to the Study of Data Transmissions with FSK Modulation* (Regarding Coding and Modulation) (in Romanian). Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1981.
2. Alexandru N. D., Alexandru M. L., *Synthesis of a BiΦ-M Coder with the Symbolic Method*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXVII (XXXI)**, *3—4*, s. III, 97 — 100 (1981).
3. Alexandru N. D., Cotae P., *Telegrafie și transmisiuni de da'e*. Inst. polit., Iași, 1987.
4. Lindsey W. C., *Telecommunication Systems Engineering*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
5. Alexandru N. D., Imad Fayez Masheh, *Sinteza decodorului CMI*. Jubilee Scient. Sess., Polyt. Inst., Jassy, Nov. 10—12, 1988.

O NOUĂ TEHNICĂ DE CODARE BIΦ-*S*

(Rezumat)

Se prezintă o nouă tehnică de realizare a coderului BiΦ-*S*, bazată pe simetria existentă în reprezentarea elementelor de semnal ale codului BiΦ-*S*.

Se descrie un alt tip de cod Manchester, bazat pe un tact de frecvență înjumătățită și se dau diagramele de stare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc 1—4, 1992
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.K. 621.318.7 ; 621.314

EIN EINPHASIGER STROMRICHTER MIT AKTIVEM LEISTUNGSFILTER UND ERHÖHTEM LEISTUNGSFAKTOR

VON

D. ALEXA und TECLA GORAŞ

1. Einleitung

In den letzten 15 Jahren ist das Interesse für die Verwendung von Lokomotiven, die von einem Einphasennetz mit einer Frequenz von 16 2/3 oder 50 Hz gespeist werden und mit elektrischen asynchronen Antriebsmotoren vorgesehen sind, stark angewachsen [1], ..., [4].

Alle Einphasenstromrichter, die an den Eingang der Lokomotiven angeschlossen sind, um eine variable Gleichspannung zu erzeugen, haben folgende Nachteile: a) sie erzeugen höhere Stromharmonischen im Netz ; b) sie beanspruchen eine bedeutende Blindleistung in diesem Netz.

In Abb. 1 werden zwei Varianten von statischen Frequenzumrichtern für den elektrischen Antrieb mit Wechselstrom vorgestellt, die diese Nachteile verkleinern.

Durch den Umrichter mit Netzpulsstromrichter und mit eingeprägter Zwischenkreisspannung (Vierquadrantsteller) erhält man am Eingang einen Leistungsfaktor λ fast gleich 1 weiten Regelungsgrenzen der Ausgangsleistung (Abb. 1 *a*) [2], [5], [6]. Er weist jedoch auch einige Nachteile auf und zwar: a) er besitzt einen Netztransformator mit relativ erhöhter Streu-

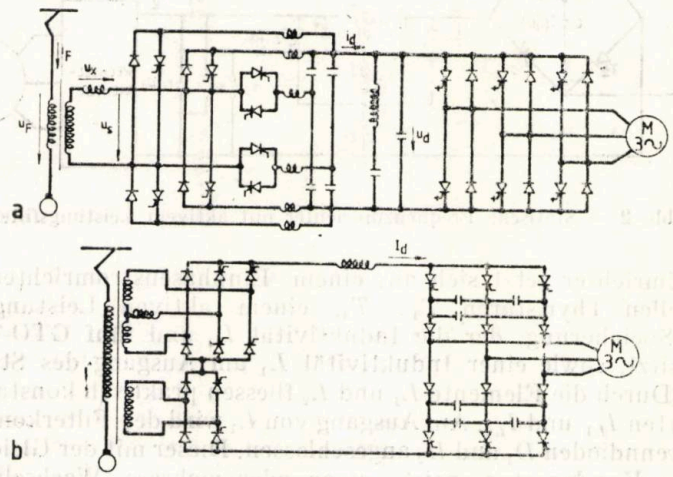


Abb. 1. — Antriebskonfigurationen elektrischer Triebfahrzeuge: *a* — mit Netzpulsstromrichter mit eingeprägter Zwischenkreisspannung (Vierquadrantsteller) ; *b* — mit wechselstromseitiger Folgeschaltung in Sparschaltung.

ung (z. B.: $u_r \simeq 30\%$ für $f=16\ 2/3$ Hz und $u_r \simeq 70\%$ für $f=50$ Hz); b) er benötigt einen LC-Filter für die Frequenzharmonische $2f$ am Ausgang des Pulsstromrichters, wobei der Kondensator dieses Filters ziemlich voluminös und teuer ist; c) damit der Einphasenstromrichter in vier Quadranten arbeiten kann, benötigt er eine hohe installierte Leistung durch voluminöse und kostenaufwendige Dioden, Thyristoren und Kommutierungskreisen.

Die Variante in Abb. 1 *b* stellt einen Umrichter mit Zwischenkreis mit eingeprägtem Strom dar, durch den man jedoch keinen erhöhten Leistungsfaktor wie bei der der ersten Variante erhält [3], [6]. Dieser statische Frequenzumrichter hat folgende wesentliche Nachteile: a) keine Energierückgewinnung beim Bremsen der Elektrolokomotive, wenn die Asynchrontraktionsmaschinen in den Generatorbetrieb übergehen; die in diesem Fall gewonnene Energie wird in Widerständen umgesetzt; b) wegen der Dreiecksform der Ausgangsströme aus dem Wechselrichter mit eingeprägtem Strom, treten bedeutende Pendelmomente an der Welle des Asynchronmotors bei niedriger Drehzahl auf.

Im folgenden wird ein statischer Frequenzumrichter mit aktivem Leistungsfilter im Zwischenkreis vorgestellt, der für elektrische Traktion mit Wechselstrom bestimmt ist. Durch ihn erhält man einen erhöhten Leistungsfaktor am Eingang und eine Energierückgewinnung ins Netz bei Generatorbetrieb der Asynchronmaschine.

2. Arbeitsweise

In Abb. 2 ist der Prinzipschaltplan des statischen Frequenzumrichters mit aktivem Leistungsfilter wiedergegeben. Er beansprucht keine Blindleistung des Speisenetzes und erzeugt eine reduzierte Verzerrungsleistung in diesem Netz. Dieser Umrichter ist insbesondere für den elektrischen Antrieb mit Wechselstrommotoren bestimmt und erlaubt eine Rückspeisung der elektrischen Energie ins Netz, wenn die Antriebsmaschinen im Generatorbetrieb arbeiten.

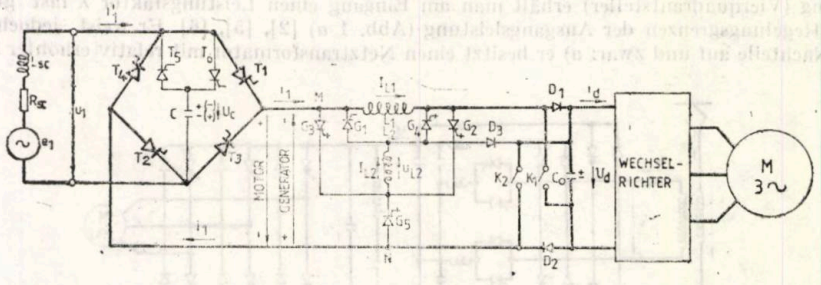


Abb. 2. — Statische Frequenzumrichter mit aktivem Leistungsfilter.

Der Umrichter setzt sich aus einem Einphasenstromrichter mit vier konventionellen Thyristoren $T_1 \dots T_4$, einem aktiven Leistungsfilter mit induktiver Speicherung, der die Induktivität L_2 und fünf GTO-Thyristoren $G_1 \dots G_5$ besitzt, sowie einer Induktivität L_1 am Ausgang des Stromrichters zusammen. Durch die Elemente L_1 und L_2 fliessen praktisch konstante Ströme mit den Werten I_{L1} und I_{L2}. Am Ausgang von L_1 wird der Filterkondensator C_0 durch die Trenndioden D_1 and D_2 angeschlossen. Dieser mit der Gleichspannung U_d geladene Kondensator speist einen oder mehrere Wechselrichter mit Pulsbreitenmodulation nach einem sinusförmigen Gesetz [1], [7], [8].

Wenn die elektrischen Antriebsmaschinen als Motoren arbeiten, hat der Gleichstrom i_d die Richtung aus Abb. 2 und die Schalter K_1 und K_2 sind

eingeschaltet. Arbeiten diese Maschinen im Generatorbetrieb, dann werden K_1 und K_2 ausgeschaltet (sie können GTO-Thyristoren oder auch mechanische Schalter, da der Generatorbetrieb eine ausreichend große Zeitdauer und eine reduzierte Frequenz besitzt), die Dioden D_1 und D_2 werden blockiert und die Richtung des Stromes i_d ändert sich. In diesem letzten Fall gibt der Kondensator C_0 Energie an das Netz ab, und die Einphasenbrücke mit den Thyristoren $T_1 \ldots T_4$ arbeitet als Wechselrichter entsprechend § 4. Aus dem obenerwähnten kommt man zu der Schlußfolgerung, daß der in Abb. 2 wiedergegebene statische Frequenzumrichter einen Zwischenkreis mit eingeprägtem Strom besitzt.

Im weiteren wird das Verhalten des Einphasenstromrichters zwischen den Zeitpunkten t_0 und t_6 entsprechend den Abb. 2 und 3 beschrieben, wenn die Antriebsmaschinen als Motoren arbeiten. Man nimmt an, daß dieser Stromrichter von einer einphasigen Wechselstromquelle mit unendlicher Leistung, der Pulsfrequenz ω und der Spannung e_1 gespeist wird. Zwischen der Energiequelle und dem Stromrichter existiert eine äquivalente Kurzschlußinduktanz L_{sc} und ein Verlustwiderstand R_{sc}. Da der Stromrichterausgangsstrom i_1 treppenförmig ist (Abb. 3 *c* und 3 *d*), benötigt man den Kondensator C, um höhe Überspannungen am Stromrichtereingang zu vermeiden, wenn die Änderung di_1/dt groß ist.

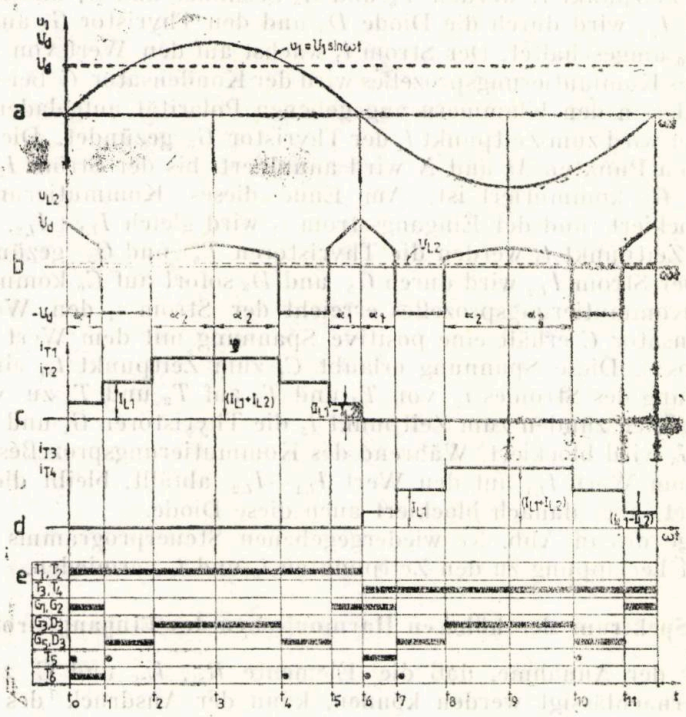


Abb. 3. — Steuerungsmethode wenn die elektrischen Antriebsmaschinen als Motoren arbeiten: *a* — Eingangsspannung u_1; *b* — Spannung u_{L2}; *c* — Ströme i_{T1} und i_{T2}; *d* — Ströme i_{T3} und i_{T4}; *e* — Programm der Einschaltdauer der Thyristoren.

Vor dem Zeitpunkt t_0 sind die Thyristoren T_3, T_4, G_1 und G_2 eingeschaltet, und der Strom i_1' ist gleich $-(I_{L1}-I_{L2})$. Zum Zeitpunkt t_0 werden die Thyristoren T_1, T_2, T_5 und T_6 eingeschaltet und T_3 und T_4 ausgeschaltet. Infolge der Tatsache, daß der Kondensator C mit einer Spannung aufgeladen ist, die die in der Klammer gegebene Polarität hat und einen Spannungswert, der sich aus dem Einschalten des Thyristors T_5 zum Zeitpunkt t_{10} ergibt (also ein Wert wenigstens gleich $U_1\cos\alpha_2$), beginnt der Strom i_i' auf Null abzufallen. Der Kondensator C entlädt sich, wobei durch ihn der Strom $i_1+i_1'=$ $=(I_{L1}-I_{L2})+i_1'$ fließt, der, entsprechend dem Zeitpunkt t_0, von Null anwächst. Diese Entladung wird mit Hilfe des Thyristors T_6 durchgeführt, wobei die Thyristoren T_3 und T_4 noch eingeschaltet sind. Nachdem die Spannung des Kondensators C praktisch Null wird, können die Thyristoren T_1 und T_2 eingeschaltet werden, und die Thyristoren T_3 und T_4 werden blockiert, da sie von der Spannung u_1, die das Vorzeichen wechselt, umgekehrt polarisiert werden. Vom Zeitpunkt, in dem die Spannung u_C annuliert wird, beginnt der Strom i_1' auf den Wert $I_{L1}-I_{L2}$ anzuwachsen, und der Kondensator wird mit einem Spannungswert praktisch gleich $(I_{L1}-I_{L2})\sqrt{L_{sc}/C}$ und der in den Klammern bezeichneten Polarität durch den Thyristor T_5 aufgeladen. Vor dem Zeitpunkt t_1 wird der Kondensator C mit einer positiven Spannung $u_C(t_1)$, die fast gleich $U_1\sin\alpha_1$ ist, aufgeladen.

Zum Zeitpunkt t_1 werden T_5 und G_5 gezündet und G_1 und G_2 gelöscht. Der Strom I_{L2} wird durch die Diode D_3 und den Thyristor G_5 auf den Kondensator C_0 umgeschaltet. Der Strom i_1' wächst auf den Wert von I_{L1} an und am Ende des Kommutierungsprozeßes wird der Kondensator C bei einer Spannung mit der in den Klammern angegebenen Polarität aufgeladen.

Weiter wird zum Zeitpunkt t_2 der Thyristor G_3 gezündet. Die Spannung zwischen den Punkten M und N wird annulliert, bis der Strom I_{L2} komplett von G_5 auf G_3 kommutiert ist. Am Ende dieses Kommutierungsprozeßes wird G_5 blockiert und der Eingangsstrom i_1' wird gleich $I_{L1}+I_{L2}$.

Zum Zeitpunkt t_4 werden die Thyristoren T_6 und G_5 gezündet und G_3 gelöscht. Der Strom I_{L2} wird durch G_5 und D_3 sofort auf C_0 kommutiert. Am Ende des Kommutierungsprozeßes erreicht der Strom i_1' den Wert I_{L1} und der Kondensator C erhält eine positive Spannung mit dem Wert wenigstens gleich $U_1\cos\alpha_2$. Diese Spannung erlaubt C, zum Zeitpunkt t_6, eine Zwangskommutierung des Stromes i_1' von T_1 und T_2 auf T_3 und T_4 zu veranlaßen.

Schließlich zünden zum Zeitpunkt t_5 die Thyristoren G_1 und G_2 und der Thyristor G_5 wird blockiert. Während des Kommutierungsprozeßes, wenn der Strom i_1' vom Wert I_{L1} auf den Wert $I_{L1}-I_{L2}$ abfällt, bleibt die Diode D_3 eingeschaltet, aber danach blockiert auch diese Diode.

Infolge des in Abb. 3*e* wiedergegebenen Steuerprogramms wird eine anodische Überlappung zu den Zeitpunkten t_0 und t_6 vermieden.

3. Spektrum der höheren Harmonischen des Eingangsstromes

Unter der Annahme, daß die Elemente R_{sc}, L_{sc} und C zur Vereinfachung vernachlässigt werden können, kann der Ausdruck des Eingangsstromes i_1' in eine Fourier-Reihe mit folgender Form zerlegt werden:

$$i_1' = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin n\omega t. \tag{1}$$

Die Amplitude der Harmonischen n-ter Ordnung dieses Stromes hat den Ausdruck :

$$(2) \qquad I_n = \frac{4\sin^2(n\pi/2)}{\pi n}\left[1+\left(\cos n\alpha_1+\sin n\frac{\pi}{2}\sin n\alpha_2-1\right)k\right]I_{L1},$$

mit $k=I_{L2}/I_{L1}$.

Was die Gleichspannungskomponente U_{L2}, der auf die Induktanz L_2 angelegten Spannung anbetrifft, diese hat den Wert :

$$(3) \qquad U_{L2}=\frac{2}{\pi}\left(\frac{\alpha_1}{45^\circ}+\cos\alpha_1+\sin\alpha_2-2\right)U_1,$$

in dem die Winkel α_1 und α_2 die Bedeutung aus Abb. 3 *b* haben und für die Gleichspannung U_d wurde der Wert :

$$(4) \qquad U_d=\frac{2}{\pi}U_1$$

angenommen.

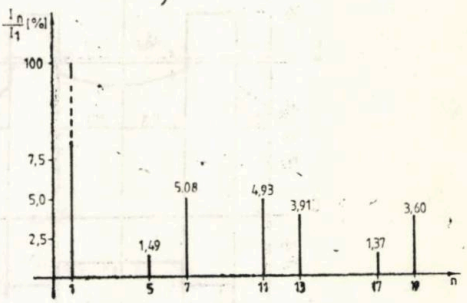


Abb. 4. — Oberschwingungsspektrum des Eingangsstromes.

Die Spannung U_{L2} hat einen Wert von einigen Prozenten der Amplitude U_1 und ist dazu bestimmt, die Spannungsabfälle auf der Induktanz L_2 und auf zwei reihengeschalteten Halbleiterelementen (G_1 mit G_2 oder G_3 mit D_3) zu kompensieren.

Der Grundschwingungsgehalt des Stromes i_1' nähert sich dem maximalen Wert für $k=0{,}666$, $\alpha_1=20^\circ$ und $\alpha_2=38^\circ$ und erreicht in diesem Fall den Wert 0,99. Um für die Spannung U_{L2} den gewünschten Wert zu erhalten, muß der Winkel α_2 den Wert $38^\circ+\Delta\alpha$ annehmen, wobei $\Delta\alpha$ zwischen Null und einigen Graden liegt. Aus der Beziehung (3) folgt, unter der Annahme, daß $\cos\Delta\alpha=1$ —und $\sin\Delta\alpha=\Delta\alpha\cdot\pi/180^\circ$:

$$(5) \qquad U_{L2}=0{,}00875\Delta\alpha U_1.$$

Durch die Variierung des Winkels $\Delta\alpha$ zwischen Null und einigen Graden kann man die Spannung U_{L2} zwischen Null und dem maximal zulässigen Wert verändern. Dadurch erhält man eine Veränderung des Stromes I_{L2} auf den gewünschten Wert in Abhängigkeit vom Wert des Stromes I_{L1}.

In Abb. 4 sind die Verhältnisse zwischen den Amplituden I_n der Hauptharmonischen des Eingangsstromes i_1' und der Amplituden I_1 der Grundkomponente dieses Stromes repräsentiert.

4. Betrieb mit Energierückgewinnung in das Netz

Wenn die elektrischen Traktionsmaschinen im Generatorbetrieb arbeiten, werden die Schalter K_1 und K_2 geschlossen (Abb 2). Es ist klar, daß bei dieser Arbeitsweise die Dioden D_1 und D_2 blockiert sind. Bei dieser Sachlage ändert sich die Richtung des Stromes i_d und die an den Kondensator C_0 angelegte Spannung U_d wächst um einige Prozente gegenüber dem Fall, daß

die Antriebsmaschinen als Motoren arbeiten. Das Steuerprogramm der Hauptthyristoren $T_1 \dots T_4$, der Nebenthyristoren T_5, T_6 und der GTO-Thyristoren $G_1 \dots G_5$ ist für diesen Fall in Abb. 5 *e* wiedergegeben. Die Rich-

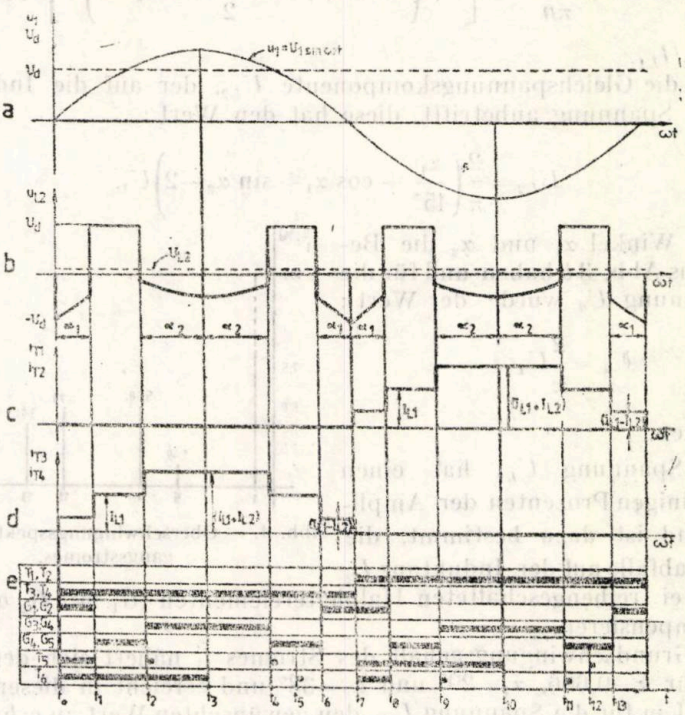


Abb. 5. — Steuerungsmethode wenn die elektrischen Antriebsmaschinen im Generatorbetrieb arbeiten: *a* — Eingangsspannung u_1; *b* — Spannung u_{L2}; *c* — Ströme i_{T1} und i_{T2}; *d* — Ströme i_{T3} und i_{T4}; *e* — Programm der Einschaltdauer der Thyristoren.

tung des Stromes I_{L1} im Zwischenkreis des statischen Frequenzumrichters wird beibehalten. Gleichfalls ändert sich nicht die Richtung des Stromes I_{L2}, wobei die Tatsache hervorgehoben werden muß daß unabhängig davon, ob der Umrichter Energie aus dem Netz verbraucht oder diese an das Netz abgibt, das Steuerprogramm der Thyristoren G_1, G_2 und G_3 unverändert bleibt.

Was die Steuerung der Thyristoren T_1, T_2 bzw. T_3 und T_4 anbelangt, so ist diese konzipiert, daß der Strom i_1' um 180° gegenüber der Spannung u_1 phasenverschoben ist (Abb. 5 *c* und 5 *d*). Um dieses Ziel zu erreichen, ist es notwendig, daß diese Thyristoren zu den Zeitpunkten zwangskommutiert werden, wenn die Spannung u_1 durch den Wert Null läuft (Abb. 5 *a*). Der Zwangskommutierungskreis setzt sich aus dem Kommutierungskondensator C und den Thyristoren T_5 und T_6, entsprechend Abb. 2, zusammen.

Im weiteren wird der Betrieb der Einphasenbrücke mit den Thyristoren $T_1 \dots T_4$ zwischen den Zeitpunkten t_3 und t_9 beschrieben. Zum Zeitpunkt t_3 wird die Steuerung des Thyristors T_6 unterbrochen und der Kondensator C bleibt aufgeladen mit einer positiven Spannung von ca. U_1. Weiter wird zum

Zeitpunkt t_4 der Thyristor G_3 gelöscht und der Thyristor G_5 gezündet. Der Strom I_{L2} wird auf den Kondensator C_0 durch die Thyristoren G_4 und G_5 kommutiert. Ebenfalls zum Zeitpunkt t_4 wird auch der Thyristor T_5 gezündet und der Strom i_1' kann von dem Wert $-(I_{L1}+I_{L2})$ bis zu dem Wert $-I_{L1}$ abfallen, mit einer akzeptablen Neigung infolge der Existenz des Kondensators C.

Zum Zeitpunkt t_5, der sich ungefähr in der Mitte des Intervalls zwischen t_4 und t_6 befindet, wird T_6 gezündet, damit das Element C sich mit einer positiven Spannung, die wenigstens den Wert $U_1 \sin \omega t_5$ hat, auflädet. Weiter werden zum Zeitpunkt t_6 die Thyristoren G_4 und G_5 gelöscht und G_1 und G_2 gezündet. Während des Übergangsprozeßes, wenn der Strom i_1' von $-I_{L1}$ bis $-(I_{L1}-I_{L2})$ abfällt, wird ein Teil des Stromes der Induktanz L_2 durch G_1 und G_2 und der andere Teil durch G_2 und D_3 geschlossen. Am Ende dieses Prozeßes wird die Diode D_3 blockiert und der Strom I_{L2} fließt nur durch G_1 und G_2. Man kann festellen daß während der Dauer des Übergangsprozeßes die Spannung zwischen den Punkten M und N sich aufhebt (Abb. 2).

Zum Zeitpunkt t_7 werden die Hauptthyristoren T_1 und T_2 und die Nebenthyristoren T_5 und T_6 gezündet, und die Steuerung für T_3 und T_4 wird unterbrochen. Der Strom i_1' strebt gegen Null und die Differenz zwischen $I_{L1}-I_{L2}$ und i_1' fließt durch T_3-T_6-C-T_4. Nach der Aufhebung der Spannung des Kondensators C werden T_3 und T_4 blockiert und T_1 und T_2 eingeschaltet. Wenn der Strom i_1' den Wert $I_{L1}-I_{L2}$ annimmt, wird der Kondensator C durch T_5 mit einer Spannung $(I_{L1}-I_{L2})\sqrt{L_{sc}/C}$ aufgeladen.

Weiter werden zum Zeitpunkt t_8 die Thyristoren G_4 und G_5 gezündet und G_1 und G_2 werden blockiert. Bis zum Zeitpunkt t_1' nimmt die Induktanz L_2 vom Kondensator C_0 Energie auf. Während der Dauer des Übergangsprozeßes entsprechend dem Zeitpunkt t_8 wächst der Strom i_1' vom Wert $I_{L1}-I_{L2}$ bis zu dem Wert I_{L1} infolge der Anwesenheit des Kondensators C, der durch die Thyristoren T_5 und T_6 an das Netz gebundet ist. Nach Beendigung dieses Prozeßes hat die Spannung auf C den Wert $-U_1 \sin \alpha_1$.

Schließlich wird zum Zeitpunkt t_9 der Thyristor G_5 gelöscht und G_3 wird gezündet. Kondensator C durch T_5 bis zur maximalen Spannung:

$$-U_{C\max} = -U_1 \cos \alpha_2 - I_{L2}\sqrt{\frac{L_{sc}}{C}} \tag{6}$$

anfgeladen, nachdem die Spannung auf C infolge eines gedämpften Schwingungsvorgang den Wert der Eingangsspannung u_1 annimmt. Der Strom i_1' wächst mit einem akzeptablen Anstieg von I_{L1} bit $I_{L1}+I_{L2}$ infolge des Kondensators C, der durch T_5 und T_6 an das Netz gebunden ist.

Weiter erfolgt die Steuerung der Thyristoren entsprechend Abb. 5 *e*.

Die an L_2 angelegte Spannung u_{L2} während der Energierückgewinnung in das Netz ist in Abb. 5 *b* dargestellt. Damit die Gleichspannung U_{L2} positiv ist und einen entsprechenden Wert hat, bleibt der Winkel α_1 unverändert auf 20° und der Winkel α_2 auf $38°-\Delta\alpha$. Der Winkel $\Delta\alpha$ wechselt also das Vorzeichen beim Übergang der Antriebsmaschinen vom Motor- in den Generatorbetrieb.

Aus dem oben Erwähnten stellt man fest, wie der Kommutierungskondensator C und die Thyristoren T_5 und T_6 dimensioniert werden müßen, und zwar für einen Kommutierungsstrom, der ca. ein Drittel des Nennstromes

des Einphasenstromrichters mit den Thyristoren $T_1 \dots T_4$ darstellt. Dieses ist ein Vorteil gegenüber der in Abb. 1 *a* wiedergegebenen Variante, bei der die Kommutierungskreise für den Nennstrom des statischen Frequenzumrichter dimensioniert sind.

Die Abmeßungen und das Gewicht der Induktanzen L_1 und L_2 können wesentlich verkleinert werden, wenn man für ihre Ausführung Supraleiter verwendet. Es wird eingeschätzt, daß sich in Zukunft die Nutzung solcher Materialien zum Bau von Induktanzen mit erhöhten Induktivität für große Ströme ausweitet.

5. Schlussfolgerungen

Die Versehung eines aktiven Leistungsfilters mit induktiver Speicherung im Zwischenkreis des statischen Frequenzumrichters mit eiem einphasigen Stromrichter am Eingang erlaubt eine bedeutende Reduzierung der im Netz generierten oberen Stromharmonischen und der vom Netz beanspruchten Blindleistung.

Der einphasige Stromrichter arbeitet mit Zwangskommutierung, um damit eine Rückgewinnung von elektrischer Energie im Netz zu erhalten, wenn die elektrischen Antriebsmaschinen im Generatorbetrieb arbeiten. Der Zwangskommutierungskreis muß in diesem Falle nur für einen Strom von 1/3 des Nennstromes des statischen Frequenzumrichters dimensioniert werden.

Eingegaugen am 11. Februar 1991

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Angewandte Elektronik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Leonhard W., *Control of Electrical Drives.* Springer, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1985.
2. Depenbrock M., *Einphasen-Stromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrössen.* ETZ-A, **94**, *8*, 466–471 (1973).
3. Appun P., Rünge W., *Three-phase A. C. Traction Drives.* Internat. Conf. on Electrical Machines, 1986, Survey Lectures, 10–20.
4. Gemmeke K., *Suppresion of Narow-band Harmonics in the Input Current of Traction Vehicles.* 3rd IFAC Sympos. „Control in Power Electronics and Electrical Drives", Lausanne, 1983, Konf.-Bd., 627–634.
5. Appun P., Lienau W., *Der Vierquadrantensteller bei induktivem und kapazitivem Betrieb.* etzArchiv, **6**, *1*, 3–8 (1984).
6. Steimel A., *Netzbelastung durch Wechselstrom-Triebfahrzeuge mit leistungselektronischer Steuerung.* etzArchiv, **12**, *3*, 69–79 (1990).
7. Heumann K., *Basic Principles of Power Electronics.* Springer, Berlin, Heidelberg, New-York, London, Paris, Tokyo, 1986.
8. Holtz J., Krah J., *Adaptive Optimal Pulse Width Modulation for the Line-side Converter of Eletric Locomotives.* 3rd Eur. Conf. on Power Electron. a. Appl., Aachen, 1989, Konf.-Bd., 567–572.

CONVERTOR MONOFAZAT CU FILTRU ACTIV DE PUTERE ŞI FACTOR DE PUTERE RIDICAT

(Rezumat)

Se descrie un filtru activ de putere pentru un convertor static de frecvenţă cu intrare monofazată, destinat tracţiunii electrice cu motoare asincrone. Filtrul este cu stocare inductivă şi permite diminuarea armonicilor superioare de curent la intrare atât în regimul de motor cât şi în cel de generator al maşinii asincrone de tracţiune.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 518.8

A PARALLEL MANNER OF OPERATING WITH BOOLEAN FUNCTIONS

BY

DORU-FLORIN CHIPER

1. Introduction

The problems in the field of design and verification of digital circuits are known to belong to the NP class. To overcome the inherent complexity involved in the solutions of such problems in what follows an efficient manner of operating based on the parallel operating mode is proposed.

2. The Representation of Completely Defined Boolean Functions

The Boolean functions can be represented by means of disjunctive canonical form (DCF) or by means of the truth table. These, in their turn, can be represented in a condensed form by means of the set of state numbers :

$$n_s = x_{n-1}2^{n-1} + x_{n-2}2^{n-2} + \ldots + x_0 2^0,$$

with $(x_{n-1}\ x_{n-2} \ldots x_0)$ the n-tuple which represent the combination of the arguments values of the Boolean function $f(x_{n-1},\ x_{n-2}, \ldots, x_0)$ [1], [2]. These numbers, in a certain code (binary, octal, decimal, etc.) correspond to each line of the truth table. Using the marking symbol [1], we can write :

$$f(x_{n-1},\ \ldots,\ x_0) = D^{x_{n-1}\ldots x_0}_{1:n_1,n_2,\ldots,n_k}.$$

Thus, to each logical function, one may associate a set M_1 made up of the totality of the state numbers for which the function takes the value 1.

3. The Representation of Partially Defined Boolean Functions

In order to characterize the behaviour of the partially defined functions, we use the pair made up of M_1 and M_0, where M_0 is the set of the state numbers for which the function takes the value 0. In this case M_0 is no longer complementary to E of M_1 existing also indifferent state numbers.

For these pairs we shall define the following operations :

$$(M_1^1,\ M_0^1) \cap (M_1^2,\ M_0^2) = (M_1^1 \cap M_1^2,\ M_0^1 \cup M_0^2), \quad (M_1^1,\ M_0^1) \cup (M_1^2,\ M_0^2) =$$

$$= (M_1^1 \cup M_1^2,\ M_0^1 \cap M_0^2), \quad (M_1,\ M_0)^T = (M_0,\ M_1).$$

If we can write :

$$f_1 = f_2 \Leftrightarrow M_1^1 = M_1^2 \wedge M_0^1 = M_0^2$$

then, there is an isomorphism on the basis of the function :

$$\varphi_1 : F_B^* \rightarrow P(E) \times P(E) \quad \text{with} \quad \varphi_1(f) \triangleq (M_1, M_0),$$

where F_B^* is the set of partially defined Boolean functions, isomorphism which has the following properties :

1° $\varphi_1(f)$ is bijective ; 2° $\varphi_1(f_1 f_2) = \varphi_1(f_1) \cap \varphi_1(f_2)$; 3° $\varphi_1(f_1 + f_2) = \varphi_1(f_1) \cup \varphi_2(f_2)$.

These relations express the fact that : a) the state numbers for which the logical product $f_1 f_2$ takes the value 1 are obtained from the intersection of the sets M_1 of those two functions, while b) the state numbers for which the same product takes the value 0 are obtained from the union of the sets M_0 of these functions.

Similarly, the state numbers for which the logical sum $f_1 + f_2$ takes the logical value 1 are obtained from the union of the sets M_1 of the two logical functions, while the state numbers for which $f_1 + f_2$ is equal to 0 are obtained from the intersection of the corresponding sets M_0.

We have also :

$$\varphi_1(\bar{f}) = (M_0, M_1)^T = (M_1, M_0).$$

This equation shows that in order to obtain the complement of the function f we have to reverse the order of the sets M_0 and M_1.

4. A Parallel Operating Manner with Boolean Functions

4.1. The Case of Completely Defined Functions

The sets of state numbers can be represented in their turn by binary numbers, namely, let

$$M_1 = \{n_i^1, \ldots, n_i^1, \ldots, n_n^1\}$$

be the ordered set of state numbers for which function f takes the value 1 It can be represented by the binary n-tuple :

$$m_1 = (a_1^1\, a_2^1 \ldots a_i^1 \ldots a_N^1),$$

with $N = 2^{k-1} - 1$ and

$$a_i = \begin{cases} 1 \text{ for } i \in M_1, \\ 0 \text{ otherwise.} \end{cases}$$

These binary numbers can be stored in the memory of a parallel array processor as bitslices. In a future article we shall present the proposed parallel architecture.

The manner of operating with this representation is derived from the isomorphism based on the existence of the function $\varphi_i^* : F_B \rightarrow N$ with $\varphi_1^*(f) = m_1$ which has the following properties:

1° $\varphi_1^*(f)$ is bijective ; 2° $\varphi_1^*(f_1 f_2) = \varphi_1^*(f_1)\ \&\ \varphi_1^*(f_2)$; 3° $\varphi_1^*(f_1 + f_2) = \varphi_1^*(f_1) \mid \varphi_1^*(f_2)$.

These properties express the fact that : a) the „mark" binary number for the logical product $f_1 f_2$ is obtained by means of bitwise AND operator which is applied to the „mark" binary numbers for f_1 and f_2, while b) the „mark" binary number for the logical sum f_1+f_2 is obtained by means of bitwise inclusive OR which is applied to the „mark" binary numbers for f_1 and f_2.

We have also :

$$\varphi_1^*(\bar{f})=\tilde{\varphi}_1^*(f).$$

This equation express the fact that in order to obtain the complement of the function f we can apply the bitwise NOT operator „ $\sim$ " which yields the one's complement of its operand.

4.2. The Case of Partially Defined Functions

We shall choose the bellow representation for partially defined functions (which contain arbitrary values). This representation will be adequate for the case of parallel processing with these functions.

Each function will be represented by a binary number v_f with 2^{N-1} bits, where N represents the number of input variables of that function, and a mask m_f which will define the position of the arbitrary values of the function.

Thus

$$f(x_1, \dots, x_N)=(v_f, m_f), \quad \text{where } v_f=(v_1, v_2, \dots, v_{2^N}), \quad m_f=(m_1, m_2, \dots, m_{2^N}),$$

with :

$$v_i=\begin{cases} 0 \text{ if } s_i \in M_0 \text{ or corresponds to an arbitrary value of the function} \\ 1 \text{ if } s_i \in M_1 \end{cases}$$

and

$$m_i=\begin{cases} 1 \text{ if } s_i \in M_0 \text{ or } M_1 \\ 0 \text{ if } f(s_i)=X \text{ (an arbitrary value).} \end{cases}$$

Thus, every partially defined function will be completely characterized by the n-tuple (v, m).

Example 1

For the function $f(A, B)$, defined by the truth Table 1, we can write : $v=1\,000$ $m=1\,010$, and $f(A, B)=(1\,000, 1\,010)$.

Observation. For the don't care values we have attributed a 0 in v_f on the corresponding position.

Table 1

A	B	$f(A, B)$
0	1	1
0	0	X
1	1	0
1	0	X

For the operations with boolean functions, using this representation, we shall derive the following rules :

We can start with the rules of operating with arbitrary values stated in the Tables $2a \dots 2d$ (the arbitrary values will be represented by the X symbol).

Table 2 *a*

AND	0	1
X	0	*X*

Table 2 *b*

OR	0	1
X	*X*	1

Table 2 *c*

XOR	0	1
X	*X*	*X*

Table 2 *d*

NOT	*A*
X	*X*

So, if we have a 0 as input value of the logical function AND and the other argument is a don't care value *X*, the value of the function AND is 0. If the first argument is the logical value 1 the logical function AND will have the value *X*, an arbitrary value, (s. Table 1). If the first argument of the logical function OR has a don't care value *X* and the second argument has the logical value 1, the logical function OR will take the logical value 1. In the other cases the function will have an arbitrary value (s. Table 2*b*). If one of the arguments of the logical function XOR (EXCLUSIVE OR) has a don't care value the function will have a don't care value, too (s. Table 2c).

If the argument of the logical function NOT has a don't care value, the function will have a don't care value, too (s. Table 2*d*).

Using these elements, we can establish the operating rules with the basic logical operators using the proposed representation which will be very useful when we'll operate in parallel with Boolean function. So, for the function AND we have :

$$f(A, B)=A \wedge B=(v_{A\wedge B}, m_{A\wedge B})$$

with :

$$v_{A\wedge B}=v_A \& v_B|_{m_{A\wedge B}}, \quad m_{A\wedge B}=m_A \& m_B + \sim v_B \& m_B + \sim v_A \& m_A,$$

where „&", „+" and „∼" are bitwise AND, OR and NOT operators.

We can interpret this rule is the following manner :

In the expression of the mask $m_{A\wedge B}$, for the function AND, the first term corresponds to the points where both arguments has defined values (0 or 1), the second term corresponds to the points where the input variable *A* is defined and has the logical value 0, (so, the logical function will have the value 0), and the third term corresponds to the points where the input variable *B* is 0, so that the logical function AND will have the value 0 whatever will be the second argument.

In the case we choose the logical value 0 to represent in V_f arbitrary values, the binary word $v_{A\wedge B}$ will be obtained by the bitwise AND operation with the binary words V_A and V_B, but only for the positions in which $(m_{A\wedge B})_i=1$ (positions where the logical function AND will have defined values).

For the OR operator we have the next operating rules :

$$f(A, B)=A \vee B=(v_{A\vee B}, m_{A\vee B}), \quad v_{A\vee B}=v_A + v_B|_{m_{A\vee B}},$$

$$m_{A\vee B}=m_A \& m_B + v_A \& m_A + v_B \& m_B.$$

These rules can be hence, interpreted as follows :

The binary number $v_{A\wedge B}$ is obtained applying the bitwise OR operator + to the two binary numbers v_A and v_B which define the two arguments values,

but only in the points where the correspondent bits from the mask $m_{A \vee B}$ are 1 (the function $A \vee B$ has defined values). In the other points the correspondent bits of this function will remain 0.

In the mask $m_{A \vee B}$ of the logical OR operator, the first term corresponds to the points where the two arguments A, B, has defined values, the second term corresponds to the points where the argument A has the defined value 1, and the third term corresponds to the points where the argument B is defined and has the logical value 1.

For the EXCLUSIVE OR operator it result :

$$f(A, B)=A \oplus B,\ v_{A \oplus B}=v_A \oplus v_B|_{m_{A \oplus B}},\ m_{A \oplus B}=m_A \,\&\, m_B.$$

To obtain the binary word $v_{A \oplus B}$ we apply the bitwise XOR operator to the binary words V_A and V_B but only in the points where the correspondent bits in the mask $m_{A \oplus B}$ are 1.

For the logical NOT operator, $f(A)=\bar{A}$, we have the next rules :

$$v_{\bar{A}}=\tilde{v}_A|_{m_{\bar{A}}},\ m_{\bar{A}}=m_A.$$

The binary word $v_{\bar{A}}$ associated to the logical NOT operator is obtained complementing the binary number v_A but only in the points where the corresponding bith in the mask $m_{\bar{A}}$ are 1. The mask $m_{\bar{A}}$ for the logical function NOT will remain unchanged (the same as the mask m_A of the argument A).

Example 2

Let us consider the sequential circuit from Fig. 1. The CLC circuit from this figure is defined by the truth Table 3.

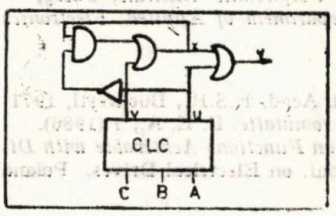


Fig. 1.—The analysed sequential circuit.

We add the state variable X. (With X is denote the output secondary variable and with x the state variable considered as an input one). Let $XCBA$ be the ordered sequence of input variables. We have the following representations for x, V and U :

For the x variable we have the following binary words :

Table 3

$C\ B\ A$	U	V
0 0 0	1	1
0 0 1	1	X
0 1 0	0	0
0 1 1	X	0
1 0 0	1	0
1 0 1	0	0
1 1 0	0	X
1 1 1	X	1

$v_x=(1111111100000000)$, $m_x=(1111111111111111)$.
For U : $v_U=(0001001100001001 1)$, $m_U=(0111011101110111)$.
For V : $v_V=(1000000110000001)$, $m_V=(1101111011011101)$.
For the circuit from Fig. 1 we can write the following equations :

$$Y=X \vee U,\ X=V \vee x \wedge \bar{U}.$$

Using the proposed representation and the established operating rules we can write :

$$v_{\bar{U}}=-v_U|_{m_{\bar{U}}}=(0110010001100100),$$

$m_{X\wedge\overline{U}}=m_X\&m_{\overline{U}}+\overline{\ }v_X\&m_X+\overline{\ }v_{\overline{U}}\&m_U=(0111011111111111)$,

$v_{X\wedge\overline{U}}=v_X\&v_{\overline{U}}|_{m_{X\wedge\overline{U}}}=(0110010000000000)$,

$m_X=m_{Y\vee X\wedge\overline{U}}=m_Y\&m_{X\wedge\overline{U}}=m_Y\&m_{X\wedge\overline{U}}+v_Y\&m_Y+v_{X\wedge\overline{U}}\&m_{X\wedge\overline{U}}=(11110101110111101)$,

$v_X=v_{Y\vee X\wedge\overline{U}}=(v_Y+v_{X\wedge\overline{U}})|_{m_{Y\vee X\wedge\overline{U}}}=(1110010110000001)$,

$m_Y=m_X\&m_U+v_X\&m_X+v_U\&m_U=(1111011110110111)$,

$v_Y=v_{X\vee Y}=(v_X+v_U)|_{m_{X\vee Y}}=(1111011110010011)$.

Thus, for the output variable X we have: $M_1=\{0,7,8,10,13,14,15\}$ and $M_0=\{1,3,4,5,12\}$, for the other state numbers (combinations of the input variables values) the output variable X taking arbitrary values. So, $X=1$ for $\{0,7,8,10,13,14,15\}$ and $X=0$ for $\{2, 3, 4, 5, 12\}$.

For the output variable Y we can write: $M_1=\{0, 1, 4, 7, 8, 9, 10, 12, 12, 14, 15\}$ and $M_0=\{2, 5\}$. Therefore, $Y=1$ for $\{0, 1, 4, 7, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 15\}$ and $Y=0$ for $\{2, 5\}$ and takes an arbitrary value for the other combinations of the input variables values.

This operating manner seems rather difficult but is a compact manner of operating and has a great potential of parallelism.

5. Conclusions

Several representations of the Boolean functions are presented. For every such representation the manner of operating derived from an isomorphism based on a certain function is exposed.

It was presented a new manner of operating with Boolean functions adequate to parallel operation. It was established the rules of parallel operating with Boolean functions completely or partially defined. Finally, this manner of parallel operating was illustrated using a simple example.

This manner of operating with Boolean function is a compact one and has a high potential of parallelism.

In a next paper, the parallel architecture of an array processor of associative type designed to efficiently operate with such functions will be presented.

Received, June 22, 1992

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Applied Electronics

REFERENCES

1. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație.* Ed. Acad. R.S.R., București, 1971.
2. Reus N., Reus D., *Marcarea simbolică a circuitelor de comutație.* E. E. A., *1* (1986).
3. Chiper D., Posa C., *An Operating Manner with Boolean Functions Achievable with Digital Electronic Computers.* The 2-nd Internat. Conf. on Electrical Drives, Poiana Brașov, 1989.

O METODĂ DE CALCUL PARALEL CU FUNCȚII BOOLENE

(Rezumat)

Pentru a se putea depăși problemele inerente ce apar în domeniul proiectării și verificării circuitelor digitale, implementate în special în tehnologie VLSI, se propune o metodă eficientă de lucru cu funcții Booleene, bazată pe un nou mod de operare paralelă.

La început se prezintă diferite modalități de reprezentare a funcțiilor Booleene împreună cu maniera specifică de operare bazată pe existența unui anumit izomorfism. În continuare se propun noi modalități de reprezentare a acestor funcții atît pentru cazul funcțiilor complet definite cît și a celor parțial definite, reprezentări care permit definirea unei noi metode de operare paralelă. S-a ilustrat această metodă de lucru paralel folosind un exemplu simplu.

Metoda propusă este compactă și are un potențial de paralelism foarte ridicat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.3.036.6

LE SPECTRE THERMIQUE D'UN CONTACT ELECTRIQUE GLISSANT

PAR

ADRIAN BAHABOI et MARICEL ADAM

1. La théorie du modèle de la sphère de conductivité infinie (résistivité nulle) est habituellement utilisée dans les études concernant le contact élementaire fixe.

Dans deux Notes antérieures [1], [2], en imposant des conditions à la limite adéquates, on applique cette théorie-ci en vue d évaluer l'échauffement en régime permanent des pièces d'un contact électrique élémentaire, mais, cette fois, de type glissant. L'étude effectuée dans les Notes ci-dessus envisage toutefois seulement l'une ou l'autre des pièces de contact, ainsi que les résultats obtenus s'avèrent utiles exclusivement dans des cas particuliers.

On peut augmenter le degré de généralité de l'étudepar l'introduction d'une condition à la limite supplémentaire se basant sur l'identité des températures sur la surface de contact, dans les deux pièces qui se trouvent en frôlement.

2. Soit un contact électrique élémentaire de type glissant (Fig. 1) généralement réalisé entre deux pièces en matériels conducteurs distincts: *1*—mobile et *2*—fixe.

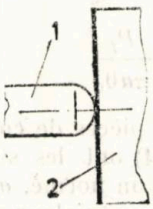
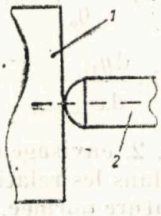


Fig. 1



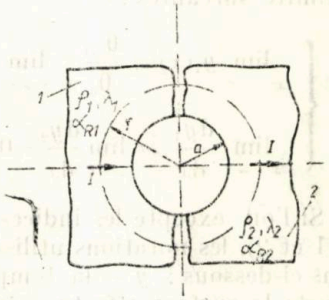


Fig. 2

Conformément aux hypothèses de la théorie du modèle de la sphère de conductivité infinie [1], dans la Fig. 2 on a représenté ce contact-ci par les pièces *1*, *2* entre lesquelles se trouve la sphère de rayon *a* qui, par sa conductivité infinie, assure la conduction électrique et thermique. Il est nécessaire à préciser ici que par „conductivité infinie" on considère que les conductivités, tant électrique que thermique, ont des valeurs pratiquement infinies.

Ayant en vue que, dans la zone de contact, le transfert thermique entre les pièces *1*, *2* est considéré comme radial, l'échauffement en régime permanent de ceux-ci est décrit par les équations différentielles de la forme :

$$(1)\qquad \begin{cases} \dfrac{d^2\theta_1}{dr^2}+\dfrac{2}{r}\cdot\dfrac{d\theta_1}{dr}+\dfrac{\rho_1 J_2}{\lambda_1}=0, \\ \dfrac{d^2\theta_2}{dr^2}+\dfrac{2}{r}\cdot\dfrac{d\theta_2}{dr}+\dfrac{\rho_2 J^2}{\lambda_2}=0, \qquad r\geqslant a, \end{cases}$$

où $\theta_1(r)$, $\theta_2(r)$, $J(r)$ représentent les températures, respectivement la densité de courant sur une sphère de rayon $r>a$ et λ_1, λ_2, ρ_1, ρ_2 — les conductivités thermiques, respectivement les résistivités électriques des matériels.

Compte tenu des procédés utilisés dans [1], [2], on peut écrire le système d'équations (1) sous la forme normée :

$$(2)\qquad \begin{cases} \dfrac{d^2y_1}{dx^2}+\dfrac{2}{x}\cdot\dfrac{dy_1}{dx}+\dfrac{p_1y_1+q_1}{x^4}=0, \qquad x\leqslant -1, \\ \dfrac{d^2y_2}{dx^2}+\dfrac{2}{x}\cdot\dfrac{dy^2}{dx}+\dfrac{p_2y_2+q_2}{x^4}=0, \qquad x\geqslant 1, \end{cases}$$

où on utilisé les notations :

$$(3)\qquad \begin{cases} x=\dfrac{r}{a}, \quad y_1=\dfrac{\theta(r)}{\theta_0}, \quad p_1=\dfrac{\alpha_{R1}\rho_{01}I^2}{2\pi^2a^2\lambda_1}, \quad q_1=\dfrac{\rho_{01}I^2}{4\pi^2a^2\theta_0\lambda_1}, \\ y_2=\dfrac{\theta_2(r)}{\theta_0}, \quad p_2=\dfrac{\alpha_{R2}\rho_{02}I^2}{2\pi^2a^2\lambda_2}, \quad q_2=\dfrac{\rho_{02}I^2}{4\pi^2a^2\theta_0\lambda_2}. \end{cases}$$

Au système d'équations différentielles (2) on attache les conditions à la limite suivantes :

$$(4)\qquad \begin{cases} \lim\limits_{x\to-\infty} y_1(x)=\dfrac{\theta_{p1}}{\theta_0}, \quad \lim\limits_{x\to\infty} y_2(x)=\dfrac{\theta_{p2}}{\theta_0}, \quad y_1(-1)=y_2(1)=\dfrac{\theta_c}{\theta_0}, \\ \lim\limits_{x\to-\infty}\dfrac{dy_1}{dx}=\lim\limits_{x\to\infty}\dfrac{dy_2}{dx}=0, \quad \lambda_1\dfrac{dy_1}{dx}\Big|_{x=-1}-\lambda_2\dfrac{dy_2}{dx}\Big|_{x=1}=\dfrac{P_f}{\pi a\theta_0}. \end{cases}$$

Si l'on excepte les indices 1, 2, envisageant les deux pièces de contact (Fig. 1 et 2), les notations utilisés dans les relations (2) ... (4) ont les significations ci-dessous : y — la température normée, x — le rayon normé, a — le rayon de la surface effective du contact élémentaire, θ_0 — une valeur de référence de la température, ρ_0 — la résistivité du matériel à 0°C, α_R — le coefficient de la résistance, I — l'intensité du courant qui traverse le contact, θ_c, θ_p — les températures pour $r=a$, respectivement $r\to\infty$, P_f — le flux thermique produit par le frottement des pièces de contact, appliqué sur la surface de rayon a.

Ayant en vue que, généralement, chacune des pièces *1*, *2* (Fig. 2) peut être réalisé en graphite ($\alpha_R<0$), la solution du système (2) résulte de la forme :

$$(5)\quad \begin{cases} y_1(x)=\begin{cases} A_1\cos\left(\varphi_1-\dfrac{\sqrt{p_1}}{x}\right)-\dfrac{1}{2\alpha_{R1}\theta_0}, & \alpha_{R1}>0, \\ -A_1\operatorname{ch}\left(\varphi_1-\dfrac{\sqrt{-p_1}}{x}\right)-\dfrac{1}{2\alpha_{R1}\theta_0}, & \alpha_{R1}<0, \end{cases} \\ y_2(x)=\begin{cases} A_2\cos\left(\varphi_2-\dfrac{\sqrt{p_2}}{x}\right)-\dfrac{1}{2\alpha_{R2}\theta_0}, & \alpha_{R2}>0, \\ -A_2\operatorname{ch}\left(\varphi_2-\dfrac{\sqrt{-p_2}}{x}\right)-\dfrac{1}{2\alpha_{R2}\theta_0}, & \alpha_{R2}<0, \end{cases} \end{cases}$$

où A_1, φ_1, A_2, φ_2 représentent des constantes qui peuvent être déterminées à l'aide des conditions à la limite (4).

Les solutions (5), de pair avec les conditions à la limite (4), permettent le calcul de la valeur de la température θ_c, enregistrée sur la surface de contact et la détermination du spectre thermique, $y(x)$, attaché au contact, en régime permanent de fonctionnement.

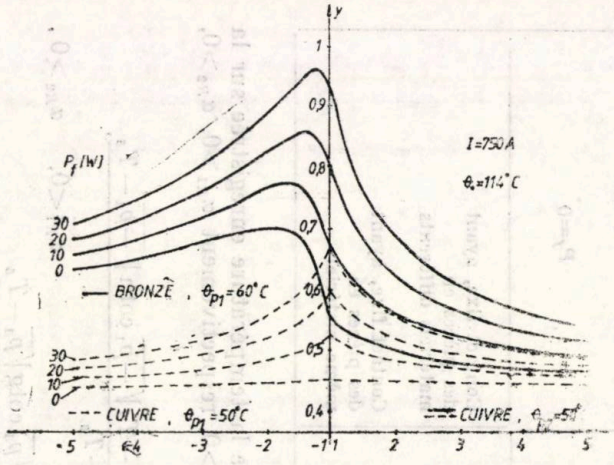
À l'aide des relations (4), (5) le régime permanent de l'échauffement d'un contact électrique élémentaire de type glissant est complètement décrit; dans ce modèle mathématique on peut retrouver tous les cas particuliers concernant ce type de contact (Tableau 1).

Tableau 1

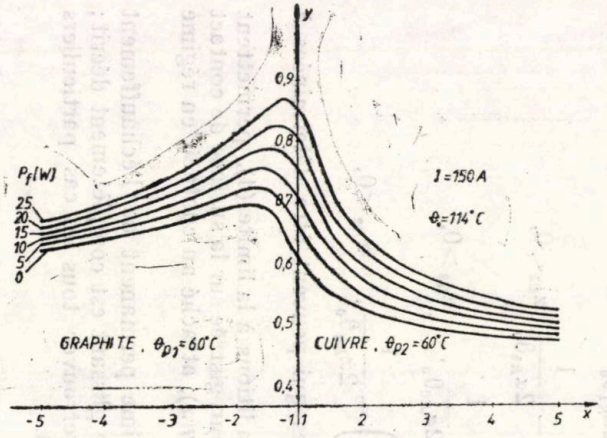
Les paramètres thermophysiques	$P_f\neq 0$	$P_f=0$
$\lambda_1\neq\lambda_2$ $\rho_{01}\neq\rho_{02}$ $\alpha_{R1}\neq\alpha_{R2}$	Contact glissant, ayant des pièces en matériels différents	Contact fixe, ayant des pièces en matériels différents
$\lambda_1=\lambda_2=\lambda$ $\rho_{01}=\rho_{02}=\rho_0$ $\alpha_{R1}=\alpha_{R2}=\alpha_R$	Contact glissant, ayant des pièces en même matériel	Contact fixe, ayant des pièces en même matériel

Ainsi, on a déterminé l'expression de la température enregistrée sur la surface de contact dans les cas $\alpha_{R1}<0$, $\alpha_{R2}>0$, respectivement $\alpha_{R1}>0$, $\alpha_{R2}>0$, en obtenant:

$$(6)\quad \theta_c=\begin{cases} \dfrac{T_1+T_2\sqrt{-p_1}\operatorname{cosech}\sqrt{-p_1}+T_3-T_4\sqrt{-p_1}\coth\sqrt{-p_1}-T_5}{2\alpha_{R2}T_5+T_6}, \\ \qquad\qquad \alpha_{R1}<0, \quad \alpha_{R2}>0, \\ \dfrac{T_1+T_2\sqrt{p_1}\operatorname{cosec}\sqrt{p_1}+T_3-T_4\sqrt{p_1}\operatorname{cotg}\sqrt{p_1}-T_5}{2\alpha_{R2}T_5+T_7}, \\ \qquad\qquad \alpha_{R1}>0, \quad \alpha_{R2}>0, \end{cases}$$

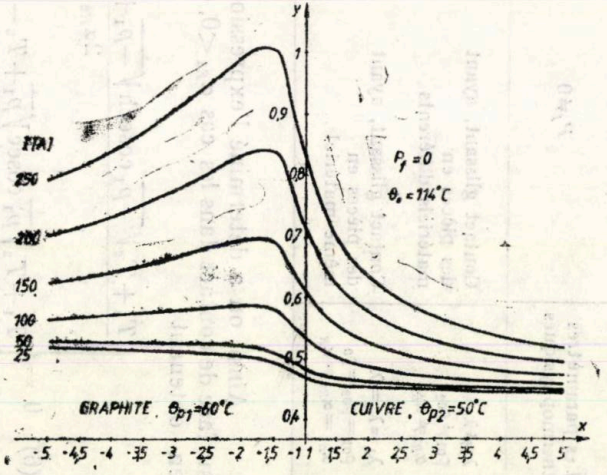


a

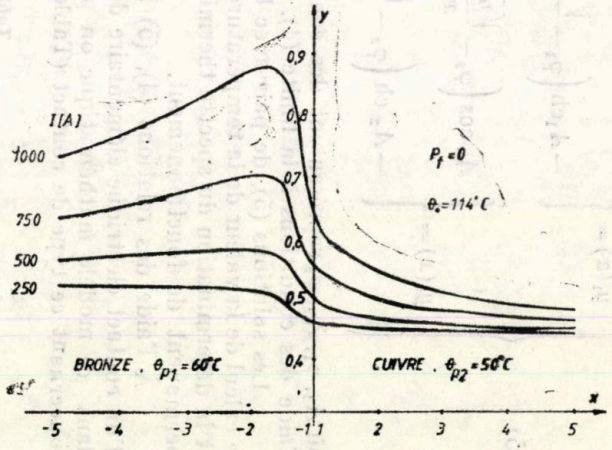


b

Fig. 3



a



b

Fig. 4

où :

$$(7)\quad \begin{cases} T_1 = \dfrac{P_f}{\pi a}, \quad T_2 = \theta_{p1} + \dfrac{1}{2\alpha_{R1}}, \quad T_3 = \left(\theta_{p2} + \dfrac{1}{2\alpha_{R2}}\right) \lambda_2 \sqrt{p_2}\, \mathrm{cosec}\sqrt{p_2}, \\ T_4 = \dfrac{\lambda_1}{2\alpha_{R1}}, \quad T_5 = \dfrac{\lambda_2 \sqrt{p_2}\, \mathrm{cotg}\sqrt{p_2}}{2\alpha_{R2}}, \quad T_6 = \lambda_1 \sqrt{-p_1}\, \mathrm{coth}\sqrt{-p_1}, \\ T_7 = \lambda_1 \sqrt{p_1}\, \mathrm{cotg}\sqrt{p_1}. \end{cases}$$

3. Pour ilustrer l'utilisation du modéle mathématique preconisé, on présente des exemple de calcul numérique relatif á l'échauffement des contacts éléctriques élémentaires de type glissant.

Dans la Fig. 3 on a représenté le graphique des spectres thermiques obtenus pour des contacts élémentaires glissants en graphite--cuivre ($\alpha_{R1}<0$, $\alpha_{R2}>0$ — Fig. 3 *a*), respectivement en métal (bronze, cuivre) — cuivre, conformément au cas $\alpha_{R1}>0$; $\alpha_{R2}>0$ — Fig. 3 *b*. On met ainsi en évidence l'influence sur l'échauffement du contact exercée par le flux P_f, comme conséquence de frottement entre les deux pièces se trouvant en mouvement relatif.

Dans le cas particulier des contacts fixes, conformément au Tableau 1, on considère $P_f=0$; les spectres thermiques ainsi obtenus sont représentés graphiquement dans la Fig. 4, séparément pour un contact fixe en graphite — cuivre ($\alpha_{R1}<0$, $\alpha_{R2}>0$— Fig. 4 *a*), respectivement pour un même type de contact, mais ayant des pièces en métal (bronze, cuivre) — cuivre, c'est-à-dire $\alpha_{R1}>0$, $\alpha_{R2}>0$ — Fig. 4 *b*.

Par les spectres thermiques représentés dans la Fig. 4 on illustre l'influence des valeurs de l'intensité I du courant qui traverse un contact élémentaire fixe sur l'échauffement en régime permanent de ce contact-ci.

Conclusions

1. Compte tenu de la théorie du modèle de la sphère de conductivité infinie (résistivité nulle) on établit le système d'équations qui décrit l'échauffement en régime permanent d'un contact électrique élémentaire, traversé par un courant de charge.

2. En attachant à la solution de ce système-ci des conditions à la limite adéquates, on obtient un modèle mathématique suffisament général, qui s'avère très utile dans le calcul du spectre thermique d'un contact glissant ou fixe, ayant les deux pièces réalisées en n'importe quelle sorte de matériel.

3. À l'aide des spectres thermiques, présentés comme des exemples, on met en évidence que la valeur maximum de la température n'est pas absolument localisée sur la surface de contact ; contre toutes les prévisions si les deux pièces de contact sont réalisées en matériels différents et le flux thermique de frottement, P_f, a des valeurs usuelles, ce maximum-ci est enregistré dans le volume de la pièce ayant la résistivité la plus grande.

Reçue le 10 octobre 1990

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Baraboi A., Furnică E., *Le régime permanent de l'échauffement d'un contact électrique à point de type glissant.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXV (XXXIX)**, 1—2, s. III, 37 (1989).
2. Baraboi A., Adam M., *L'échauffement en régime permanent de la pièce en graphite d'un contact électrique glissant,* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXVI (XL)**, 1—2, s. III, 33 (1990).

SPECTRUL TERMIC AL UNUI CONTACT ELECTRIC DE TIP ALUNECĂTOR

(Rezumat)

Se stabilește modelul matematic generalizat al regimului permanent de încălzire a unui contact electric punctiform. Se exemplifică utilizarea acestuia în calculul spectrului termic al unor contacte alunecătoare și fixe.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.318.54

SUR UNE POSSIBILITÉ D'OBTENIR L'AUGMENTATION DES PERFORMANCES DES RELAIS D'INDUCTION MUNIS AVEC DEUX BAGUES DE DÉPHASAGE

PAR

EUGEN HNATIUC et MARICEL ADAM

1. Introduction

Le fonctionnement des relais d'induction (Fig. 1), suppose l'action dans l'entrefer de deux flux magnétiques, $\underline{\Phi}_{e1}$ et $\underline{\Phi}_{e2}$, dont l'angle de déphasage est θ, ainsi que l'expression du couple électromagnétique utile est de la forme [2], [3]:

$$M = k\Phi_{e1}\Phi_{e2}\sin\theta, \tag{1}$$

où k est une constante dont les valeurs dépendent de la construction du relais et aussi des dimensions du disque d'aluminium où de cuivre placé dans l'entrefer.

Pour obtenir les deux flux magnétiques déphasés, $\underline{\Phi}_{e1}$ et $\underline{\Phi}_{e2}$, on place sur les pièces polaires deux spires en courtcircuit.

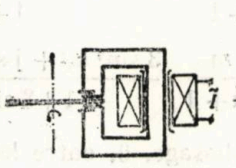


Fig. 1

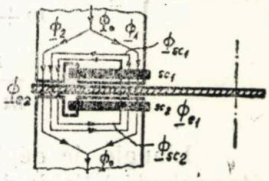


Fig. 2

2. Calcul du couple électromagnétique utile pour les relais d'induction munis avec deux spires en courtcircuit

En négligeant la dispersion magnétique on peut écrire les expressions des flux magnétiques $\underline{\Phi}_1$ et $\underline{\Phi}_2$, indiqués dans la Fig. 2 à savoir:

$$\underline{\Phi}_1 = \frac{m}{m+1}\underline{\Phi}_0, \quad \underline{\Phi}_2 = \frac{1}{m+1}\underline{\Phi}_0, \quad \underline{\Phi}_1 + \underline{\Phi}_2 = \underline{\Phi}_0, \tag{2}$$

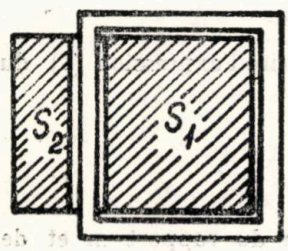


Fig. 3

où $\underline{\Phi}_0$ est le flux magnétique total produit par la bobine du relais, $m = S_1/S_2$ — le rapport entre la section du noyau pas embrassée par la bague de déphasage, S_1 et la section du noyau pas embrassée par cette bague, S_2 (Fig. 3), $\underline{\Phi}_1$, $\underline{\Phi}_2$ — les composants du flux $\underline{\Phi}_0$ qui correspondent aux surfaces S_1 et S_2.

Si on note avec $\underline{\Phi}_{e1}$ et $\underline{\Phi}_{e2}$ les flux magnétiques résultants dans l'entrefer du noyau on peut calculer la tension électromotrice pour chacune des deux bagues de déphasage, E_{sc}:

(3) $$\underline{E}_{sc} = -j\omega\underline{\Phi}_{e1}, \qquad E_{sc1} = E_{sc2} = E_{sc},$$

ainsi que le courant dans l'une de ces bagues :

(4) $$\underline{I}_{sc} = \frac{\underline{E}_{sc}}{\underline{Z}_{sc}}, \qquad \varphi_{sc} = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_{sc}}{R_{sc}},$$

où $\underline{Z}_{sc}$ est l'impédance d'une spire ayant la résistance électrique R_{sc} et l'inductance L_{sc}, φ_{sc} — l'angle de déphasage de cette spire.

On peut calculer les flux magnétiques $\underline{\Phi}_{sc1} = \underline{\Phi}_{sc2} = \underline{\Phi}_{sc}$ produits par les deux bagues en courtcircuit en tenant compte des expressions (3) et (4) (Fig. 2), à l'aide de la relation [1], [3] :

(5) $$\underline{\Phi}_{sc} = L_{sc}\underline{I}_{sc} = -j\frac{\omega L_{sc}}{\underline{Z}_{sc}}\underline{\Phi}_{e1},$$

en obtenant

(6) $$\underline{\Phi}_{e1} = \underline{\Phi}_1 + \underline{\Phi}_{sc1} + \underline{\Phi}_{sc_2} = \underline{\Phi}_1 + 2\underline{\Phi}_{sc}, \quad \underline{\Phi}_{e2} = \underline{\Phi}_2 - \underline{\Phi}_{sc_1} - \underline{\Phi}_{sc} = \underline{\Phi}_2 - 2\underline{\Phi}_{sc}.$$

Compte tenu des expressions (5) et (6_1) on obtient :

(7) $$\begin{cases} \underline{\Phi}_{e1} = \dfrac{m}{m+1} \cdot \dfrac{1 + 2\sin^2\varphi_{sc} - j\,2\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1 + 8\sin^2\varphi_{sc}}\,\underline{\Phi}_0, \\ \underline{\Phi}_{e2} = \dfrac{1}{m+1} \cdot \dfrac{1 + 2\sin^2\varphi_{sc}(3m+4) + j\,2m\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1 + 8\sin^2\varphi_{sc}}\,\underline{\Phi}_0, \\ \underline{\Phi}_{sc} = -\dfrac{m}{m+1} \cdot \dfrac{3\sin^2\varphi_{sc} + j\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1 + 8\sin^2\varphi_{sc}}\,\underline{\Phi}_0. \end{cases}$$

L'angle de déphasage, θ, entre les flux magnétiques Φ_{e1} et Φ_{e2}, peut être calculé à l'aide de la relation :

(8) $$\sin\theta = \frac{\mathcal{I}m(\underline{\Phi}_{e1}\underline{\Phi}^*_{e2})}{\Phi_{e1}\Phi_{e2}},$$

en résultant :

(9) $$\sin\theta = \frac{(m+1)\sin 2\varphi_{sc}}{\sqrt{1 + 4(m+1)(m+2)\sin^2\varphi_{sc}}}.$$

Compte tenu des relations (7) et (9) on peut écrire l'expression (1) du couple électromagnétique utile sous la forme

(10) $$M = k\Phi_0^2 \frac{m}{m+1} \cdot \frac{2\operatorname{tg}\varphi_{sc}}{1 + 9\operatorname{tg}^2\varphi_{sc}}.$$

On met ainsi en évidence, par cette voie, l'influence du rapport m et de l'angle φ_{sc} sur les valeurs du couple électromagnétique utile.

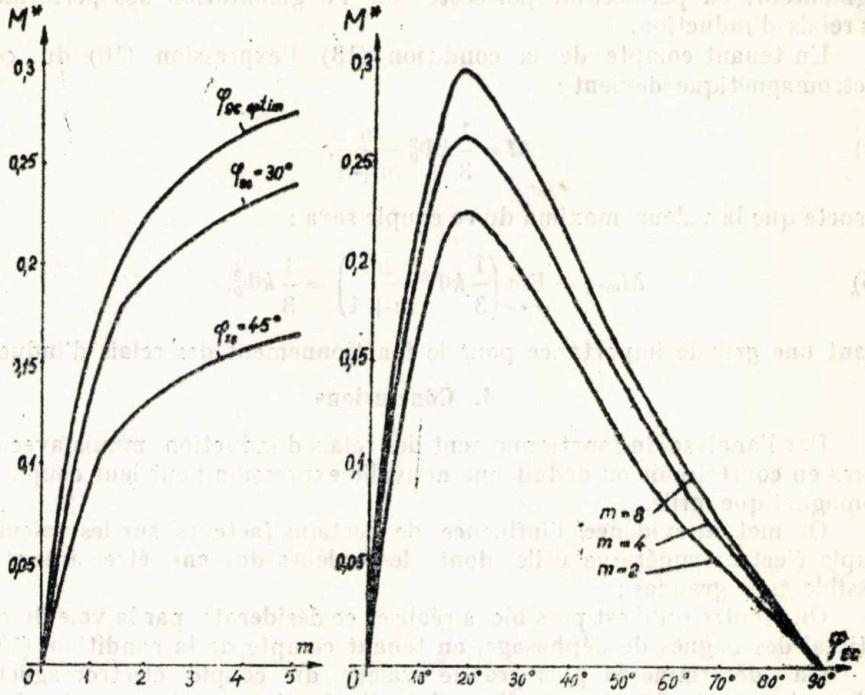


Fig. 4

3. Analyse des facteurs qui influencent les valeurs du couple électromagnétique utile des relais d'inductions

Les courbes $M^* = f(m)$ et $M^* = f(\varphi_{sc})$, où :

$$M^* = \frac{M}{k\Phi_0^2}, \tag{11}$$

representées dans la Fig. 4, indiquent l'influence des paramètres m et φ_{sc} sur les valeurs du couple électromagnétique utile des relais d'induction, en mettant en évidence un maximum et donc des valeurs optimales pour l'angle φ_{sc}. Afin d'obtenir ces valeurs on peut utiliser l'équation :

$$\frac{\partial M}{\partial \varphi_{sc}} = 0, \tag{12}$$

en résultant :

$$\operatorname{tg} \varphi_{sc} = \frac{1}{3}, \qquad \varphi_{sc} = 18°26'6''. \tag{13}$$

On peut donc affirmer que poursuivant le calcul optimal des deux bagues de déphasage (v. la condition (13)), on peut obtenir des valeurs maxima du couple électromagnétique utile, d'autant plus grandes que les valeurs m

augmentent, en permettant par cette voie l'augmentation des performances des relais d'induction.

En tenant compte de la condition (13) l'expression (10) du couple électromagnétique devient :

$$M=\frac{1}{3}k\Phi_0^2\frac{m}{m+1}, \tag{14}$$

de sorte que la valeur maxima du ce couple sera :

$$M_{max}=\lim_{m\to\infty}\left(\frac{1}{3}k\Phi_0^2\frac{m}{m+1}\right)=\frac{1}{3}k\Phi_0^2, \tag{15}$$

ayant une grande importance pour le fonctionnement des relais d'induction.

4. Conclusions

Par l'analyse du fonctionnement des relais d'induction munis avec deux spires en courtcircuit on déduit une nouvelle expression pour leur couple électromagnetique utile.

On met en évidence l'influence de certains facteurs sur les valeurs du couple électromagnétique utile, dont les valeurs doivent être autant que possible très grandes ;

On montre qu'il est possible à réaliser ce désiderata par la voie du calcul optimal des bagues de déphasage, en tenant compte de la condition (13).

On détermine la plus grande valeur du couple électromagnetique utile qu'on peut obtenir pour les relais d'induction munis avec des bagues de déphasage.

Ces résultats sont en bonne concordance avec les observations expérimentales concernant le fonctionnement de ces relais.

Recue le 5 décembre, 1990

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Hnatiuc E., *Sur le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif de type U—I munis avec des bagues de déphasage.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXIV (XXXVIII)**, *1—4*, s. III (1988).
2. Panaite V., Titz Gh., Truşcă V., *Relații de calcul la mecanismele de inducție cu spire în scurtcircuit.* Electrotehnica, **18**, *10* (1970).
3. Сливинская А. Г., *Электромагниты и постоянные магниты.* Изд. Энергия, М., 1972.

ASUPRA UNEI POSIBILITĂȚI DE A OBȚINE CREȘTEREA PERFORMANȚELOR RELEELOR DE INDUCȚIE PREVĂZUTE CU SPIRE ÎN SCURTCIRCUIT

(Rezumat)

Se deduce o expresie inedită a cuplului electromagnetic ce acționează asupra discului mecanismelor de inducție care ține seama de aspecte noi cu privire la funcționarea spirelor în scurtcircuit [1].

Analizându-influența diferiților factori tehnico-constructivi astfel evidențiați se obțin concluzii referitoare la funcționarea optimă a unor asemenea mecanisme de inducție, determinându-se și valoarea maximă a cuplului electromagnetic util.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.367

REASONS FOR THE VARIATION OF THE SPECIFIC POWER DEMAND AT AIR SPARK CUTTING[1])

BY

MIRCEA-SORIN OPRIŞOR

1. Introduction

The tests which have been done to establish the performances of the air spark cutting in a.c., under condition of reducing metal losses, thermal influence zone, specific power demand and equipment cost (noninsulated reduced thickness disk), have rendered evident the diminishing of the specific demand of the primary circuit, *1*, of the supply transformer w_1 (for comparison, the measurements correspond to the discharge current $I_2=100$ A) at the increase of the cutting feed speed of the given sample v_a (Fig. 1). An analysis of the reasons of this observation is necessary.

It has been ascertained that this improvement of the operation efficiency is an exception to the linear variation corresponding to the proportionality between the specific power demand and the duration of the operation, t:

$$w_1=\frac{10^3}{60\,p}\,P_1, \quad \left[\frac{\text{KWh}}{\text{cm}^3}\right], \tag{1}$$

($p=hbv_a$, [mm³/min], — the operation productivity), confirmed by the cutting tests, with various feed speeds, v_a, of the constant volume channel:

$$V_{30}=hbv_a t_{30}=pt_{30}=240, \quad [\text{mm}^3], \tag{2}$$

with length $t_{30}v_a=30$ mm, in the given sample (Fig. 2):

$$W_{1/30}=\frac{10^3}{60}\cdot\frac{t_{30}}{V_{30}}\,P_1, \quad \left[\frac{\text{KWh}}{\text{cm}^3}\right]. \tag{3}$$

If we refer to the experimental characteristic $P_1=f(t_{30})$, which indicates the practically linear decrease of the absorbed power P_1 for a relatively large increase domain of the operation duration of cutting of the metal mass $m_{30}=$ =const. with the specific weight γ:

---

[1]) Presented at the Scientific Session, „175 years of High Technical Education in Romanian Language", Polytechnic Institute of Jassy, Romania, November 10—12, 1988, Section VII.

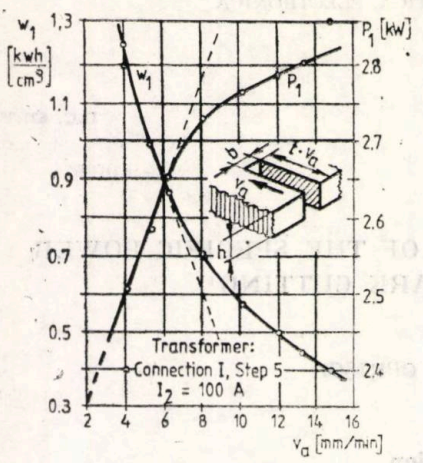


Fig. 1

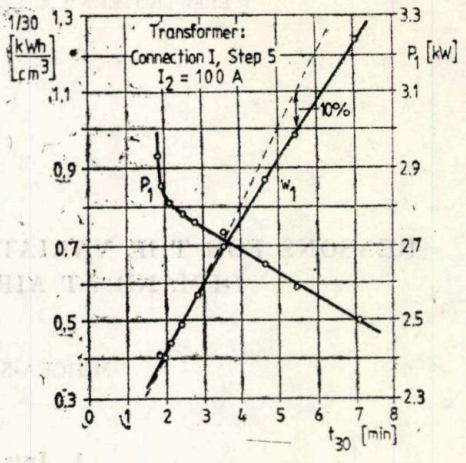


Fig. 2

(4) $$t_{30}=\frac{V_{30}}{p}=\frac{m_{30}}{p\gamma}, \quad [\text{min.}],$$

and of the specific power demand (Fig. 2), we conclude that the nonlinear variation of the specific power demand, with the feed speed, can be due to the method of utilisation of the consumed energy. As a matter of fact, the shape of the experimental variation curve of the power absorbed by the installation P_1, represented in Fig. 1, confirms that one or more of its useful or losses components decrease when the feed speed v_a increase. Thus, the analysis of the main components of the energy flux intervening in the process, is necessary :

(5) $$P_1=\frac{60\,p}{V}(\Delta W_{Fe}+\Delta W_{Cu}+\Delta W_{Th}+W_u), \quad [\text{KW}],$$

where : ΔW_{Fe}, ΔW_{Cu}, ΔW_{Th} are the losses in the transformer iron, the J o u l e losses and the thermal losses, respectively, and W_u — the useful energy.

2. Components of the Consumed Energy

a) *The losses in the transformer iron*

$$\Delta P_{Fe}=P_0-R_1I_{1/0}^2, \quad [\text{W}],$$

result from the measurement at empty running of the power P_0 and of the current absorbed by the primary circuit, $I_{1/0}$. They depend on the regulation step of the transformer as well as on the content of higher harmonics of the voltage. At increased speeds v_a, when the secondary voltage U_2 tends to become a trapezoidal variation vs. time in load, the frequency of the higher harmonics

$$f_g=gf_1, \quad [\text{Hz}],$$

and the iron losses are increased (g is the order of harmonics).

b) *The Joule losses*

$$\Delta P_{Cu} = R_1 I_1^2 + (R_2' + R_s') I_2'^2, \quad [W]. \tag{7}$$

Considering as constants the resistances of the primary circuit, R_1, of the secondary circuit, R_2 and of the load, R_s, the J o u l e losses increase faster than the feed speed v_a, as the secondary current I_2 increases corresponding to the experimental curve from Fig. 3. On the other hand, for the used transformer, which does not produce the power limitation at the accomplished tests, the faster increase of the absorbed power P_1 as compared to the secondary current I_2 (the experimental curve in Fig. 4), where it is supposed that

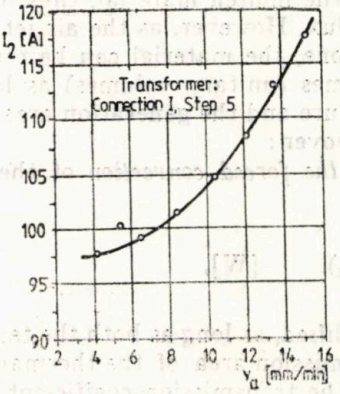


Fig. 3

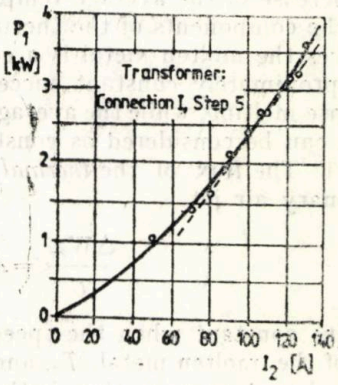


Fig. 4

only the active component has been increased, proves an increase of the primary losses, as well.

c) *The flux of the thermal losses*

$$\Delta P_{Th} = \frac{p}{V} \Delta W_{Th}, \quad [W], \tag{8}$$

appears as constant in time, when the volume of the taken material, V, remains constant, i.e. for the same cut accomplished in identical samples, as $\Delta W_{Th} = f(t)$ and $p = f(1/t)$.

If we suppose that the active power $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ is constant for all the impulses of the spark discharge, and the average statistical value of the energy on impulse

$$W_{1i} = 10 P_1, \quad [J/imp.], \tag{9}$$

is noted with $W_{1i,M}$ for the maximum feed speed $v_{a\max}$, and with $W_{1i,m}$ for the minimum feed speed $v_{a\min}$, respectively, considering an average duration of the impulse in the first case $t_{iM} \cong 7$ ms, it results for the last case

$$t_{im} = \frac{W_{1i,m}}{W_{1i,M}} t_{iM} = 5.75, \quad [ms], \quad (t_{im} < t_{iM}). \tag{10}$$

Consequently, under the hypothesis of the invariability of the power supplied to the discharge, the duration of the spark discharge impulse increases at the same time with the feed speed, v_a, what determines the increase of the lost thermal energy. In fact, there exists a great energetical diversity — and a duration one — between the various impulses of the discharge produced at the same feed speed, the reduced feed speed being associated with an increased number of empty discharges. The higher durations of the spark discharges have as effect the melting and the removal of an increased volume of material for every discharge ; consequently, the increase of the feed speed should amplify the generation area of the thermal losses, and therefore, their size. On the other hand, the higher duration of the discharge impulse could determine the increase of the average temperature of the molten material, thus influencing the components of the thermal losses flux. However, as the air jet which removes the molten metal is a continuous one, the material can be removed in approximately constant successive volumes (unitary volumes) as long as they are melting, while the average temperature and the generation area of the losses can be considered as constants. Moreover :

1° The flux of the *thermal losses by the forced convection* of the time-stationary air jet

$$\frac{\Delta W_{cv}}{t} = A\alpha_c(T_2 - T_1), \qquad [\mathrm{W}], \tag{11}$$

remains constant when the speed v_a is modified, as long as both the temperature of the molten metal, T_2, and the transmission area of the thermal energy, A, do not vary, as they both influence the transmission coefficient of the energy, α_c. It is word to mention that the continuous air jet removes the material as long as the melting takes place and prevents the establishing of some convective currents in the molten bath, the uniformization of its temperature or the influence on the thermal losses.

2° The flux of the *thermal losses by radiation* depending on the temperature of the molten surface, T_s, [K], and the reduced coefficient of blackening, which depends on the installation and which is increased with temperature to a more or less extent, function of the heated material :

$$\frac{\Delta W_{rd}}{t} = A\varepsilon_r C_n \left[\left(\frac{T_s}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_1}{100}\right)^4\right], \quad [\mathrm{W}], \tag{12}$$

is not influenced by the feed speed, v_a, under the previously mentioned conditions.

3° The flux of the *losses by thermal conduction* is invariable with v_a as long as the temperature of the molten material T_m does not suffer any change:

$$\frac{\Delta W_{cd}}{t} = \frac{A_i + A_e}{2a}\lambda_t(T_m - T_1), \qquad [\mathrm{W}]. \tag{13}$$

Otherwise, there would be a change in the values of the input area, A_i, and output one, A_e, of the thermal flux (for which we have considered above $A_i > A_e/2$), of the transmission distance a or of the coeefficient of thermal conductivity λ_t which, for metals, is

$$\lambda_{t,T}=\lambda_{t,273}(2-\beta T), \quad [\mathrm{W/m\cdot K}], \tag{14}$$

with the thermal constant $\beta=1/273$.

d) *The effective power* or the flux of thermal energy eliminated by the molten metal :

$$\frac{W_u}{t}=\gamma pc'(T_m-T_1)=\frac{m}{t}c'(T_m-T_1), \quad [\mathrm{W}], \tag{15}$$

increase, theoretically, linearly with the productivity p, thus with the feed speed, v_a and with the mass of material removed in the time unit, m/t, respectively. However, if we take into account a continuous removal of the smelting during a discharge at high feed speeds, the thermal loss by conduction in an area adjacent to the cut contributes to the heating of the material which would be sampled in the immediately subsequent phase. This is the way to use thermal energy necessary for melting the material unitary volume, a great part of the thermal losses and the size of the thermal influence zone being reduced. Under this conditions, after the first phase of discharge at high feed speeds, the increase of the initial temperature, T_1, must be admitted in the equation of the useful power, $P_u=W_u/t$, what diminishes the useful power. Similarly, the thermal losses by convection, radiation and conduction are decreased, the ratio between these two reductions being different.

A possible influence can be taken into account, as well, on the complex specific heat of the sampled material corresponding to its heating from the ambient temperature, T_1, to the overtemperature of the melting bath, T_s :

$$c'=c_0+\frac{1}{\theta_m}\left[q_m+c_m(T_s-T_m)+\frac{1}{2}c_s\theta_m^2\right], \tag{16}$$

where : c_0 is the initial specific heat, q_m —the melting latent heat, c_m —the specific heat of the molten metal, c_s —the specific heat of the overheated liquid, $T_m=\theta_m+273$ — the melting temperature. The heat c', given by Eq. (16), can register, as well, a valoric diminishing when the initial specific heat c_0 tends to 0.

3. Conclusions

The increase of the cutting speed with sparks supplied by a.c. influences differently the absorbed power and the specific power demand ; if the latter does not decrease directly proportional with v_a, the former does not increase directly proportional with v_a. This fact can be explained better by the higher increase of the losses in the equipment (iron and J o u l e losses) than by the diminishing both of the useful power and of the thermal losses when v_a is increased.

The diminishing of the useful power when v_a increase is experimentally confirmed by the increase of the upper fin of the cut, representing a material insufficiently heated to be removed by the air jet.

For simplified calculus it is possible to neglect the flux of losses by thermal conduction and to maintain the expression of the useful power in an uncorrected form. Thus, by considering the linear increase of the useful power with

the feed speed and the keeping constant of the thermal losses by convection and radiation, under the condition of increasing the losses in the equipment faster than linearly with v_a, the admitted error can be accepted in some cases, for instance, at the dimensioning of the supply circuits with electrical energy.

Received, July 11, 1990

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Utilisations,
Drives and Industrial Automatisation

REFERENCES

1. Oprișor M., *Special Electrical Technologies* (in Romanian). Polyt., Inst. Jassy, 1981.
2. Oprișor M., *Electrical Cutting Installation with Unprotected Narrowed-Width Disk.* (in Romanian). The IVth Conf. „Technical Creation and Reliability in the Machine Building", Polyt. Inst., Jassy, Mechanical Faculty, Nov,. 22—23, 1985, Section „New Technologies in The Machine Building", 66—71.
3. Oprișor M., *Electroerosive Cutting Tests* (in Romanian). The IVth Conf. „The Technical Creation and Reliability in The Machine Building", Polyt., Inst., Jassy, Mechanical Faculty, Nov. 22—23, 1985, „New Technologies in The Machine Building", 72—75.
4. Oprișor M., *Electrical Contact Cutting* (in Romanian). Sci. Sess. „75 Years from the Foundation of the Faculty of Electrotechnics", Polyt. Inst., Jassy, May, 16—17, 1986, Section XV, 53—56.
5. Oprișor M., *The Frontal Electrical Cutting* (in Romanian). Sci. Sess. „Machine Tools — Source and Receiver of the Technical Progress", IMAMUS, Jassy, May 22—23, 1986, 29—32.
6. Oprișor M., *Tests for Improving the Thermomechanical Quality Indexes of the Spark Cutting* (in Romanian). Techn. Sci. Conf. „Tehnic 2000", Electrotimiș, Timișoara, May 14—15, 1987, 57—62.
7. Gavrilaș I., a. o., *Electrical Processings in Machine Building* (in Romanian). Ed. Tehnică, București, 1968.
8. Артамонов Б. А. и др. *Размерная электрическая обработка металлов.* Изд. Высшая школа, Москва, 1978.
9. Попилов Л. Я., *Электрофизическая и электрохимическая обработка материалов— Справочник.* Изд. Машиностроение, Москва, 1982.
10. Альтгаузен А. П. и др, *Электротермическое оборудование— Справочник.* Изд. Энергия, Москва, 1967.

CAUZE ALE VARIAȚIEI CONSUMULUI SPECIFIC DE ENERGIE ELECTRICĂ LA TĂIEREA CU SCÎNTEI ÎN AER

(Rezumat)

Încercările experimentale de tăiere cu scîntei au evidențiat diminuarea consumului specific de energie electrică, în condiția creșterii puterii electrice consumate, atunci cînd crește viteza de tăiere a metalului. Pe de altă parte consumul specific de energie electrică pentru tăierea unui volum constant de metal, folosind viteze de avans diferite, crește aproximativ liniar cu durata operației (scade viteza de avans). În aceleași condiții puterea electrică consumată scade practic liniar. Aceste constatări sînt justificate prin creșterea pierderilor din echipament odată cu viteza de avans și scăderea, dar într-o măsură mai mică, a puterii utile și a pierderilor termice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.83

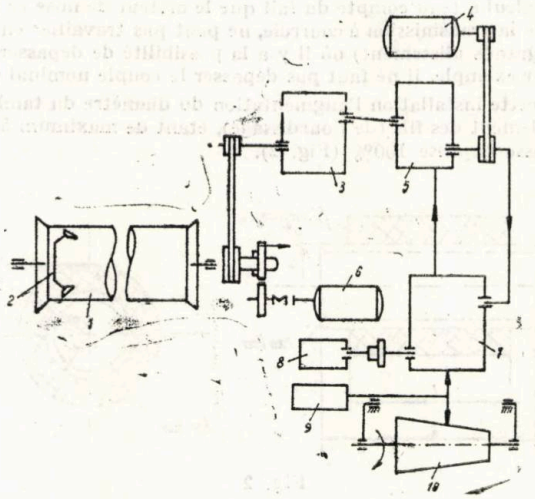
CONSIDÉRATIONS CONCERNANT LE CHOIX DES MOTEURS ÉLECTRIQUES DE QUELQUES INSTALLATIONS QUI FONCTIONNENT À VITESSE VARIABLE

PAR

CRISTINA ŞRAINER

1. Introduction

A présent, la calcul de la mise en mouvement des installations industrielles se réalise à l'aide de l'estimation de la puissance maximum technologique nécessaire, tenant compte du couple maximum sollicité à l'arbre moteur et du type de la transmission [1], [2]. Par exemple, pour l'ourdissoir Textima (Fig. 1) oú *1* est le tambour, *2*—la frein à sabots et courroie, *3*—



Fi g. 1

la boîte de vitesse, *4* — le moteur principal, *5* — le réducteur, *6* — le moteur auxiliaire, *7* — boîte à manettes pour changer l'avance de la spatule, *8* — la spatule, *9* — le compteur, *0* — le conoïdee pour la mise en mouvement du compteur, la puissance technologique maximum est calculé selon la relation :

$$P_{max} = \frac{q_{max}\, lv}{\eta_1}, \quad [KW], \tag{1}$$

où q_{max} est la tension maximum dans les fils, [N/m]; l — la longueur de l'enroulement de l'ourdissage sur le tambour, [m]; v — la vitesse tangentielle du tambour qui doit être constante, [m/s]; η_1 — coefficient qui dépend du rendement de l'installation et de la résistance dûe au tensionnement des fils, ayant des valeurs situées entre 0,6 et 0,8 [3], [4]. Si on connaît la puissance spécifique, on peut utiliser aussi la formule estimative $P=Klv$, où K est la puissance spécifique, [KJ/m^2].

En considérant la réducteur, le rapport de transmission i_t est donné par la relation:

$$i_t = \frac{n_m}{n_t} = \frac{n_m}{30\,v/\pi r},$$

d'où on obtient l'expression de la vitesse tangentielle:

$$v = \frac{rn_t}{30} = \text{const.} = k, \tag{2}$$

où n_m est la vitesse de rotation du moteur, n_t — la vitesse de rotation du tambour, r — le rayon du tambour.

Le réglage de la vitesse doit être effectué continuellement, de sorte que $rn_t=k$, par conséquent la vitesse de rotation du tambour diminue avec le rayon selon une loi hyperbolique.

Le couple maximum du moteur a la forme:

$$M_{max} = \frac{q_{max} lv}{\eta_1 \eta_r} \cdot \frac{30}{n_m r_{max}}, \quad [\text{N. m}], \tag{3}$$

où η_r est le rendement du réducteur, r_{max} — le rayon maximum du tambour à l'ourdissage [1], [2].

Ce procédé de calcul a tenu compte du fait que le moteur de mise en mouvement, dans le cas de la réalisation de la transmission à courroie, ne peut pas travailler en conditions difficiles (chocs mécaniques et grands glissement) où il y a la possibilité de dépasser la force du frottement à la courroie (par exemple, il ne faut pas dépasser le couple nominal de plus de 20%).

Dans le cas de cette installation l'augmentation du diamètre du tambour se réalise sur la longueur l par l'enroulement des fils (de l'ourdissage), étant de maximum 50%, tandis que l'accroissement de la masse dépasse 100% (Fig. 2).

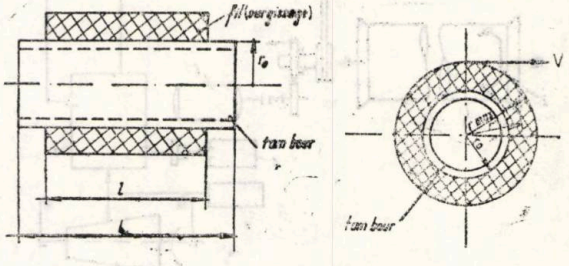


Fig. 2

Grâce aux caractéristiques constructives et technologiques de quelques installations industrielles (la grande masse du tambour, l'augmentation lente du diamètre au fur et à mesure que la vitesse diminue, etc.) le couple des forces d'inertie atteint des valeurs importantes, ayant une grande influence sur la valeur réelle du couple équivalent.

Dans ce qui suit on se propose à établir quelques nouveaux critériums dans la calcul de la mise en mouvement de ce type d'installations, spécifiques aux industries textile, électrotechnique, métallurgique et alimentaire.

2. La méthode proposée de mise en projet

Dans les conditions réelles de travail, la valeur du couple à l'arbre moteur est inférieure à celle déterminée par le calcul antérieur, en permettant l'estimation théorique d'un couple équivalent dû au régime de travail, qui, par analogie avec la relation (3), a la forme :

$$M_e = \frac{qlv}{\eta_1 \eta_r} \cdot \frac{30}{n_m r_e}, \qquad [\text{Nm}]. \tag{4}$$

Théoriquement, il y a donc une valeur équivalente du rayon r_e, située dans l'intervalle $[r_0, r_{max}]$, où r_0 est le rayon du tambour nu et r_{max} le rayon du tambour à l'ourdissage.

Le plus judicieux choix des dimensions du couple équivalent ne doit pas être réalisé en fonction de la valeur théorique estimée du rayon équivalent, mais en fonction de l'évolution temporelle du régime de travail.

L'évolution en fonction du temps des paramètres étudiés est donnée dans la Fig. 3. La mise en fonction de l'ourdissoir suppose le lancement du tambour nu jusqu'à la vitesse de travail v (Fig. 3 *a*), dans l'intervalle de temps t_p, dans lequel on exécute aussi l'attache préliminaire des fils sur le tambour. La mise en marche initiale et les nouveaux départs se réalisent avec un moteur auxiliaire (par transmission rigide). L'opération suivante est le bobinage proprement-dit à une vitesse tangentielle constante, ayant la durée t_1, pour un couple équivalent M_e qui doit être estimé. Le freinage se réalise dans un intervalle t_f à l'aide des dispositifs auxiliaires (à courroie et sabots).

Les problèmes concernant le régime de mise en marche et le freinage n'interviennent pas dans le dimensionnement effectif du moteur principal de mise en mouvement, un rôle déterminant ayant seulement la durée du travail t_1 pendant laquelle sont découplés les dispositifs auxiliaires et où travaille seulement le moteur principal.

Dans la Fig. 3 *a*, *b*, *c*, on a représenté les courbes $v(t)$, $n_t(t)$, $r(t)$ obtenues à l'aide des considérations ci-dessus.

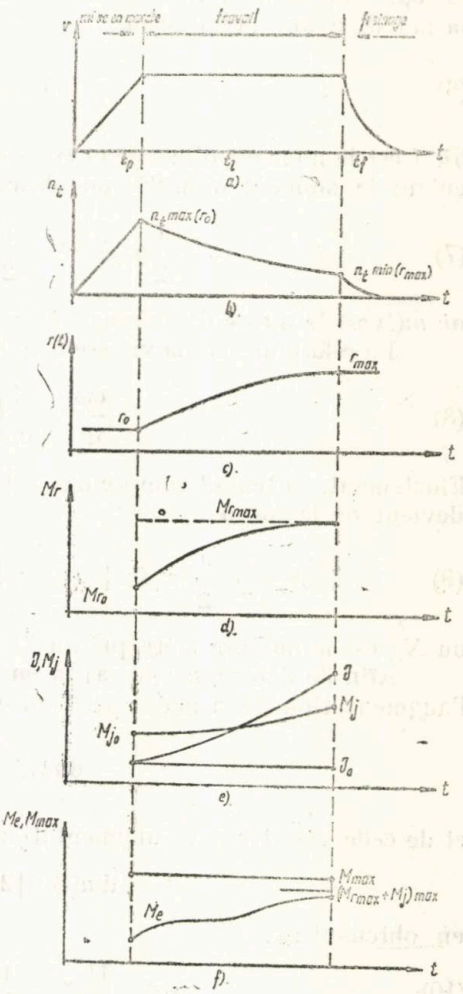


Fig. 3

Dans le calcul du couple équivalent il y a plusieurs valeurs du celui-ci qui interviennent, à savoir :

a) Le couple résistant variable dû à l'enroulement des fils sur le tambour, qui dépend du rayon et des paramètres de bobinage, de la forme :

$$M_r = M_r(r,\ m,\ \rho,\ k_u,\ l), \tag{5}$$

où : $r \in [r_0,\ r_{max}]$ est le rayon du tambour, m — la masse du tambour nu, ρ — la densité des fils, k_u — le coefficient de remplissage, l — la longueur de l'enroulement de l'ourdissage sur le tambour, ayant la valeur initiale M_{r0} donnée par le couple résistant du système de mise en mouvement et du tambour nu (fig. 3 *d*) [3], [5].

b) Le couple d'inertie apparaît durant le fonctionnement et il est dû à la réduction de la vitesse de rotation du tambour et à l'accroissement de la masse, ayant l'expression

$$M_j = J\,\frac{d\omega}{dt}, \tag{6}$$

où J est le moment d'inertie et ω — la vitesse angulaire du tambour. En calculant le moment d'inertie on obtient :

$$J = \frac{1}{2}\,m(t)r^2(t) = \frac{1}{2}\,\pi l k_u [r^2(t) - r_0^2]r^2(t), \tag{7}$$

où $m(t)$ est la masse du tambour à l'ourdissage [1].

La relation entre la vitesse angulaire et la vitesse tangentielle a la forme :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d}{dt}\left(\frac{v}{r}\right) = \frac{v}{r^2}\,. \tag{8}$$

Finalement, en tenant compte des relations (7) et (8), le couple d'inertie (6) devient de la forme :

$$M_j = -\frac{v}{2}\,\{\pi\rho l k_u [r^2(t) - r_0^2]\} = -\frac{v}{2}\,x\,\frac{vt_1 10^{-3}}{N_m}, \quad [\mathrm{Nm}], \tag{9}$$

ou N_m est le nombre métrique du fil (Fig. 3 *e*) [4].

Afin de déterminer le rayon on utilise l'équivalence entre la valeur de l'augmentation de la masse par l'enroulement des fils, donnée par la relation :

$$dm(t) = \frac{v\,dt}{10^3 N_m},$$

et de celle résultée par l'augmentation du diamètre du tambour .

$$dm(t) = [2\pi r(t)dr]\,l\rho k_u,$$

en obtenant :

$$r(t) = \sqrt{r_0^2 + \frac{10^{-3} v t_1}{\pi N_m \rho l k_u}}, \quad [\mathrm{m}]. \tag{10}$$

La durée de travail, t_1, est déduite de la relation $r(t)=r_{\max\ tech.}$ ayant l'expression :

$$t_1=10^3\frac{\pi N_m\rho l k_u}{v}-[r^2_{\max\ tech.}-r_0^2],\quad [s], \tag{11}$$

en l'utilisant pour les estimations liées aux normes et à la productivité du travail.

On calcule, enfin, le couple équivalent en effectuant la somme de ces deux composants du couple (Fig. 3 *f*) :

$$M_e=M_r+M_j, \tag{12}$$

mais on peut aussi utiliser la relation :

$$(M_{r\max}+M_j)_{\max}>M_{r\max}, \tag{13}$$

lorsque dans l'établissement du projet on ne connaît que $M_{r\max}$ (Fig. 3 *f*) [5].

Ensuite il faut vérifier l'inégalité :

$$M_{e\max}>M_{\text{mise en marche accidentale}}=M_{r0}+M_{j0}+\frac{1\ldots5}{100}M_j, \tag{14}$$

où M_{j0} est le couple d'inertie de l'ensemble moteur—système de mise en mouvement—tambour nu [1]. Une fois connu $M_{e\max}$ on calcule P_e et on rechoisit le moteur.

Le calcul a mis en évidence la possibilité de remplacer, à l'ourdissoir Textima, le moteur du type B-3-132S, $P_n=5{,}5$ KW, $n_m=1\,440$ rot/min, $\eta=0{,}84$ avec un moteur type 112 M, $P_n=4$ KW$>P_{calc}$, $n_m=1\,430$ rot/min, $\eta=0{,}82$.

On peut élargir le modèle de calcul concernant l'ourdissoir Textima en analysant le régime et les grandeurs spécifiques de fonctionnement aussi pour d'autres outillages de l'industrie textile et électrotechnique (bobinage de carcasse, leatheroid, fil téléphonique, câbles téléphoniques), de même que dans l'industrie métallurgique (bobinateurs, tôles minces) et alimentaire (bobinateurs d'emballage), etc.

Pour une correcte application de la méthode, la connaissance exacte des paramètres technologiques ou du moment $M_{r\max}$ s'impose, de même que le calcul du moment d'inertie équivalent aux profils réalisés par le bobinage.

3. Conclusions

1. On présente une nouvelle méthode de calcul analytique du couple équivalent nécessaire dans l'étude de la mise en mouvement de quelques installations qui travaillent à vitesse tangentielle constante et à couple d'inertie variable.

2. Par cette voie il est possible d'établir les dimensions du moteur principal de mise en mouvement à une puissance inférieure, tenant compte de tous les avantages qui en découlent (prix de revient, gabarit, masse, consommation réduites et équipements auxiliaires plus simples).

Reçue le 15 juin 1991

Institut Politechnique, Jassy,
Chaire d'Utilisations électriques et
Automatisations industrielles

BIBLIOGRAPHIE

1. Boțan N. V., Balaban E. et al., *Regimuri economice ale sistemelor de acționare electrică*. Ed. Tehnică, București, 1985.
2. Boțan N. V., *Bazele calculului acționărilor electrice*. Ed. Tehnică, București, 1970.
3. Poppel E., *Operații și utilaje în industria hîrtiei*. Ed. Tehnică, București, 1979.
4. Liuțe D., Drăgoi L., *Procese și mașini pentru prelucrarea firelor. Îndrumar de laborator*. Inst. poliț., Iași, 1984.
5. Gulikovski P. G., *Echipament electric al mașinilor din industria ușoară*, (trad. du russe). EDP, București, 1956.

CONSIDERAȚII PRIVIND ALEGEREA MOTOARELOR ELECTRICE ALE UNOR INSTALAȚII CARE FUNCȚIONEAZĂ LA VITEZĂ VARIABILĂ

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de calcul analitic al cuplului echivalent necesar proiectării unor instalații care funcționează la viteză tengențială constantă și viteză de rotație și cuplu inerțial variabile.

Este astfel posibilă redimensionarea motorului principal de acționare, la o putere inferioară, cu toate avantajele ce decurg din aceasta (preț de cost, gabarit, masă, consum diminuate și echipamente auxiliare mai simple).

Metoda propusă are aplicații în industriile : textilă, electrotehnică, metalurgică, alimentară etc., aplicația prezentată referindu-se la urzitorul Textima.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.316.13

POSSIBILITIES FOR OPTIMIZATION OF OPERATING AND DEVELOPMENT OF THE MEDIUM VOLTAGE DISTRIBUTION NETWORKS

BY

GH. GEORGESCU and VIOLETA ŢĂRANU

1. Introduction

The distribution networks have to ensure the supply with electrical power of the consumers so that the quality indicators of the electrical power have optimum values within the bounds established by the present standards and the technological consumptions are minimised.

In order to adopt the most rational means to decrease the technological consumptions and to improve the quality indicators of the electrical power it is required to know those consumptions and indicators at the network elements level.

The modelling of the point loads using the typical diagrams [1], ..., [3] has lead to an accurate approach of a large number of problems concerning the optimum design and use of the distribution networks versus the classical methods that consider the maximum load operating conditions of the network : the setting-up of the optimum voltage level under various operating conditions ; the optimum sizing of the transformer posts ; the optimum spacing and design of the compensation installations of the reactive power; the optimum cutting of the distributors, etc. [4], [5].

2. The Modelling of the Diagrams of the Distributions Network Points

The typical load diagrams, meaning the probable variation of the active and reactive powers, consumed in a given time interval T (usually $T=24$ h), have been determined for categories of consumers and characteristic days by statistically processing a great number of recorded diagrams. Thus, the typical diagrams for the urban and rural domestic consumption as well as for a series of social-cultural users, policlinics, hospitals, department stores, hotels, schools, etc., have been obtained. Four typical load diagrams correspond to each category of users. Those diagrams reflect the variation of the consumption during four annual characteristic days (annual characteristic regimes) : winter — working day, summer — working day, winter — leisure day, summer — leisure day.

As an example, Fig. 1 ilustrates the typical load diagrams (expressed in relative units, obtained by division to the average load) for the domestic urban consumption during characteristic winter-days.

The daily active and reactive load diagrams of the distribution networks points, under the four annual characteristic regimes, can be modelled by adding some information from the network such as :

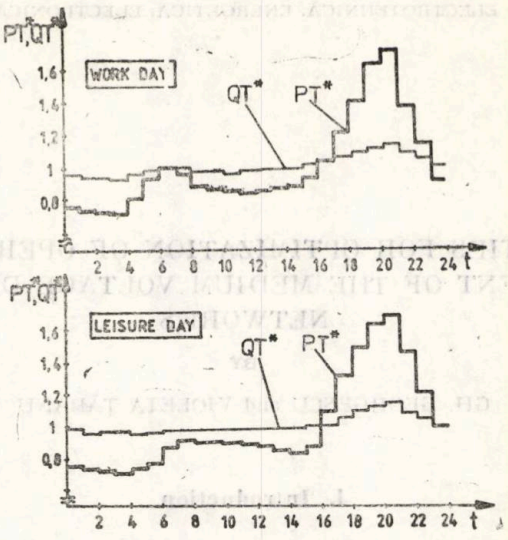


Fig. 1.—Typicai load diagram for urban domestic consumption.

a) The current measured in a point at a random hour of a day :

$$P_{n,j,t}=\sqrt{3}U_n I_{n,j,k}\cos\varphi T_{j,k}\frac{PT^*_{j,t}}{PT^*_{j,k}}\,,$$

(1)

$$Q_{n,j,t}=\sqrt{3}\,U_n I_{n,j,k}\sqrt{1-\cos^2\varphi T_{j,k}}\frac{QT^*_{j,t}}{QT^*_{j,k}}\,,\quad (t=\overline{1,24}),$$

where : $P_{n,j,t}$, $Q_{n,j,t}$ — the active and reactive power in the point n at the hour t and characteristic regime j ; $PT^*_{j,k}$, $PT^*_{j,t}$, $QT^*_{j,k}$, $QT^*_{t,t}$ — the average value of the active and reactive loads taken from the typical diagrams, corresponding to the regime j at the hour k and t respectively ; $\cos\varphi T_{j,k}$, $\cos\varphi T_{j,t}$ — the value of the power factor corresponding to the typical active and reactive load diagrams under the characteristic regime j at the hour k and t respectively ; $I_{n,j,k}$ — the current measured in the point n at the hour k under the characteristic regime j; U_n — the nominal voltage of the low voltage network.

b) The energy conveyed during a 24 h interval through a point :

$$(2)\qquad P_{n,j,t}=\frac{W_{n,j}}{24}PT^*_{j,t},\qquad Q_{n,j,t}=P_{n,j,t}\sqrt{\frac{1}{\cos^2\varphi T_{j,t}}-1},\ (t=\overline{1,24}),$$

in which : $W_{n,j}$ — the active energy conveyed through the point n during a 24 h interval of time regarding the characteristic regime j.

c) The mean statistical value of the loading coefficients of the transformers from the transformer posts at a medium daily load :

$$(3)\qquad P_{n,j,t}=\bar{K}_{Pj}S_n PT^*_{j,t},\qquad Q_{n,j,t}=\bar{K}_{Qj}S_n QT^*_{j,t},\ (t=\overline{1,24}),$$

where : $\overline{K}_{Pj}$, $\overline{K}_{Qj}$ — the mean statistical values of the loading coefficients of the transformers from the transformer points at the average active and reactive loads respectively, under characteristic regime j ; S_n — the nominal power of the transformer located in the transformer post that represents the point n of the network.

3. The Packet of Programs PROMET

The packet of programs PROMET has been written in order to solve quickly and accurately the problems concerning the optimization, exploitation and development of medium voltage, urban and rural distribution networks. The packet approaches a complex analysis of the following tasks :

a) Calculation of the steady-state operating conditions during characteristic annual days and their optimization by providing suitable means of use and development (the assessing of the optimum power of the transformer posts, the establishing of the control taps of the transformers, the finding out of the optimum setting law concerning the voltage level on the bus-bar of the supply station, resizing of the network on the heavily loaded portions, etc.

b) The assessement of the power and the optimum spacing of the compensation sources of the reactive power, using the minimum updated total expensions criterion, including mainly the investment expensions and their own technological consumptions.

c) Computation of the optimum cutting of the distribution network by establishing the cutting points, so that its own technological consumption is minimized.

The input data necessary for running programs of the PROMET packet are organized in three files. Two of them are resident on the magnetic disk. They contain the typical load diagrams and the statistical indicators of transformers loading for the annual characteristic days and users categories (GRAFTIP file), respectively the types and catalogue data of the transformers used in transformer posts (TRAFO file). The third file of network type (REȚEA) is created by the user of the program packet and contains the characteristic data of the analysed network (topological and material information).

The PROMET program packet contains six programs with following destinations :

LIGRAF — checking and disply of data of the resident file GRAFTIP;

LITRAF — checking and disply of data of the resident file TRAFO ;

LIRET — checking and display of data of the file REȚEA created by the user ;

REGMT — calculation of the steady-state operating conditions of an urban or rural distribution network of medium voltage having the characteristics described in the file REȚEA (Fig. 2) ;

COMP — determination of power and optimum spacing of fixed condenser batteries for the compensation of reactive loads in the studied medium voltage network (Fig. 3) ;

DEB — determination of optimum cutting points of the distributors of medium voltage in the analysed network (Fig. 4).

Depending on the following purposes, that is : the load-flow analysis, the compensation of reactive loads or the optimum cutting of the networks,

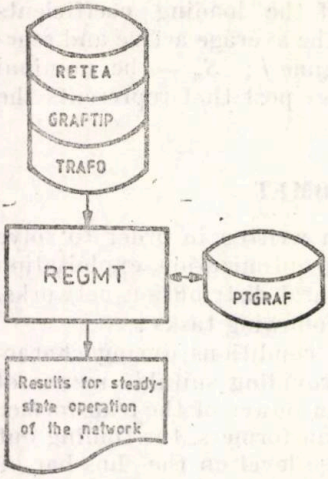


Fig. 2.— Block flow-chart of the program REGMT.

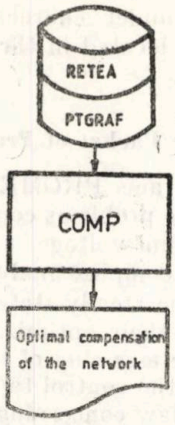


Fig. 3.— Block flow-chart of the program COMP.

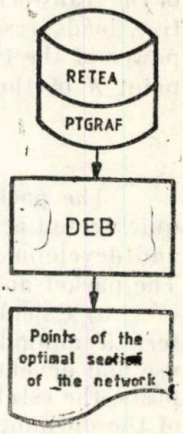


Fig. 4.— Block flow-chart of the program DEB.

the following chains of programs will be executed : a) for load-flow analysis — REGMT ; b) for compensation — REGMT, COMP, REGMT ; c) for cutting — REGMT, DEB.

The programs COMP and DEB use the file PTGRAF resulted from running the program REGMT which contains the load diagrams of transformer posts in the analysed network, in annual characteristic regimes modelled on the basis of the typical load diagrams of the consumers and on the information picked up from the network.

4. Conclusions

The use of the typical diagrams of the consumers for modelling the loads in the distribution networks points as part of the development studies, as well as for the rational operation of those networks, leads to the increasing of accuracy of results and simplifies to an important extent the problem of picking up information.

The programs of the packet PROMET allow the approach of a complex analysis of the distribution networks in order to establish the most efficient means for the optimization of operating and development of medium voltage distribution networks.

Received, February 25, 1992

Polytechnic Institute, Jassy
Department of Energetics

REFERENCES

1. Codiasse A. M., Guillevic M., Giraud D., *Connaissance des charges moyenne tension en vue de leur prise en compte dans les études de planification.* R.G.E., 7-8, 518—527 (1982).

2. Маркушевиц И. С., *Автоматизированое управления режимами электросетей 6 — 20 кв.* Изд. Энергия, Москва, 1980.
3. Georgescu Gh., Poeată Al., Poeată N., *Contribuţii la modelarea sarcinilor reţelelor electrice de distribuţie urbane.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXIX (XXXIII)**, *1—2*, s. III (1983).
4. Georgescu Gh., Poeată Al., Ţăranu V., *Computer Program for Optimizing the Wattless Sources Emplacement and the Voltage Levels in Urban Electric Current Supply Systems.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXI (XXXV)**, *1—4*, s. III (1985).
5. Poeată Al., Georgescu Gh., Poeată N., Ţăranu V., *Posibilităţi de utilizare a graficelor tip de sarcină ale consumatorilor în studiile de dezvoltare şi pentru exploatarea raţională a reţelelor electrice urbane.* Energetica, **XXXIII**, *2*, 60—64 (1985).

POSIBILITĂŢI DE OPTIMIZARE A EXPLOATĂRII ŞI DEZVOLTĂRII REŢELELOR DE DISTRIBUŢIE DE MEDIE TENSIUNE

(Rezumat)

Folosind modelarea sarcinilor din nodurile reţelelor cu ajutorul graficelor tip ale consumatorilor în regimurile caracteristice anuale, se prezintă un pachet de programe de calcul care permite abordarea cu acurateţe sporită a principalelor probleme care vizează optimizarea exploatării şi dezvoltării reţelelor de distribuţie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

D.C. 621.315.05.025

REMARKS ABOUT THE STUDY OF COMPACT OVERHEAD ELECTRIC POWER TRANSMISSION LINES

BY

AL. POEATĂ and M. GAVRILAȘ

1, Introduction

Among all possible ways of increasing the carring capacity of overhead three-phase electric power transmission lines two are those which specialists have recently tackled : a) the use of deep bundled conductors, especially applied to one-circuit overhead lines [1] and b) self-compensation principle used for double-circuit overhead lines [2].

This paper presents a preliminary analysis of these two principle's joinning, having in view the effects which deep bundled conductors induce on the carring capacity (natural load) and the right of way of self-compensated overhead lines (SCOL).

2. Geometrical Characteristics of the Variants of SCOL Proposed for Analysis

Afterwards are analyzed changings occuring in natural load of two SCOLS with rated voltage 220 KV and 400 KV respetivly, when deep buneddcl conductors are used.

Fig. 1 shows the general characteristics of the tower-top line ; the phase arrangement was supposed to be in a horizontal plane.

The phase may consist of 2 ... 6 subconductors of ACST (aluminium conductor steel reinforced) with cross-sections from 240 to 570 mm².

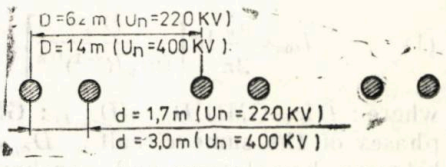


Fig. 1

The bundle radius was determined with the view to ensuring a certain value of the surface using coefficient k_{ut} [1], equal to 0.75 or 0.85.

Tables 1 and 2 show synthetically all geometrical characteristics of SCOL variants considered in this analysis (SCOL 220 KV — Table 1 ; SCOL 400 KV — Table 2).

Since as shows [3] the natural load of a SCOL riches its maximum value for a phase shift between voltages of the two circuits equal to $\theta = 180°$, after-

Table 1

k_{ut}	Section mm²	Bundle radius, [m], for			
		$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$
0.85	$n\times 450$	0.632	—	—	—
	$n\times 300$	0.265	0.555	—	—
	$n\times 240$	—	0.410	0.604	—
0.75	$n\times 570$	0.693	—	—	—
	$n\times 450$	0.320	0.611	—	—
	$n\times 300$	—	0.367	0.561	—
	$n\times 240$	—	0.259	0.445	0.593

Table 2

k_{ut}	Section mm²	Bundle radius, [m], for			
		$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$
0.85	$n\times 570$	0.479	—	—	—
	$n\times 450$	0.245	0.516	0.761	—
	$n\times 300$	—	0.288	0.492	0.683
	$n\times 240$	—	—	0.366	0.539

wards it will be considered only this condition of SCOL's operation, also called „antiphased operation".

3. Electrical Characteristics of SCOL

For the antiphased operation of a SCOL its electrical parameters can be determined with the well known equations [2], [3] :

$$(1) \qquad L_0=\frac{\mu_0}{2\pi}\ln\left[\frac{D_{eq}}{(nr_0R^{n-1})^{1/n}}\right], \quad C_0=2\pi\varepsilon_0\left\{\ln\left[\frac{D_{eq}}{(nr_0R^{n-1})^{1/n}}\right]\right\}^{-1},$$

where : $D_{eq}=\mathrm{GMD}^{*}D_{eq,ii}/D_{eq,ij}$; GMD — geometric mean distance between phases of the same circuit ; $D_{eq,ii}$ and $D_{eq,ij}$ — geometric mean distances between homologous and non-homologous phases from different circuits ; n — number of subconductors per phase ; R — bundle radius ; r_0 — radius of a subconductor.

The natural load can be determined with one of the two following equations:

$$(2) \qquad P_N=U_{fn}^2\left\{20\ln\left[\frac{D_{eq}}{(nr_0R^{n-1})^{1/n}}\right]\right\}\approx\frac{1}{20}nr_0E_{\mathrm{adm}}k_{ut}U_{fn},$$

the last one showing the relationship existing between natural load and surface using coefficient k_{ut}. Here U_{fn} represents the phase-to-ground rated vol-

tage; E_{adm} — critical value of voltage gradient on surface of subconductors (approximately 20 KV/cm).

On the basis of characteristics from Tables 1 and 2 and also of Eqs. (1) and (2) it has been determined the electrical parameters of all variants of SCOL above considered.

Tables 3 (for U_n=220 KV) and 4 (for U_n=400 KV) show the results of calculation. Also Fig. 2 (——k_{ut}=0.85; — — —k_{ut}=0.75) shows the variation of natural load of a SCOL 220 KV versus the number of subconductors per phase, for different cross-section of these. The natural load's values from Tables 3 and 4 and in Fig. 2 represents the natural load of only one of the two circuits of SCOL.

The linear form of graph $P_N=f(n)$ emphasizes the proportionality which exist between natural load and the number of subconductors in bundle. This property is ensured by a proper change of bundle radius R accordingly to parameter n, so that the coefficient k_{ut} remains unchanged.

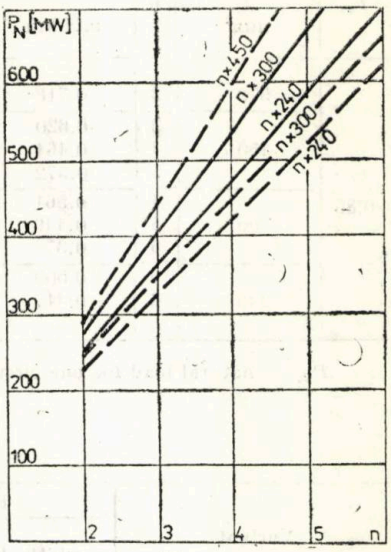


Fig. 2

Table 3

k_{ut}	S_{nom} mm²	n	L_0 mH/km	C_0 nF/km	Z_C Ω	P_N MW	$\frac{P_N}{P_{N_1}}$, [%]
0.85	450	2	0.510	21.780	153	316	186
	300	2	0.617	18.007	185	262	155
	300	3	0.412	27.000	124	390	229
	240	3	0.459	24.197	138	351	208
	240	4	0.344	32.262	103	469	276
0.75	570	2	0.483	22.973	145	333	196
	450	2	0.580	19.157	174	278	163
	450	3	0.387	28.760	116	418	245
	300	3	0.467	23.826	140	346	203
	300	4	0.350	31.750	105	461	271
	240	3	0.520	21.367	156	310	182
	240	4	0.390	28.490	117	413	243
	240	5	0.313	35.423	94	517	304

P_{N_1} — natural load for one circuit of SCOL 220 KV 1×450 mm² (P_{N_1}=170 MW).

The above results show important increases of natural loads as the number of subconductors per phase and their cross-section increase.

Table 4

k_{ut}	S_{nom} mm²	n	L_0 mH/km	C_0 nF/km	Z_c Ω	P_N MW	$\frac{P_N}{P_{N_1}}$, [%]
0.85	570	3	0.518	21.560	155	1 030	120
	450	3	0.620	17.921	186	861	100
		4	0.464	24.015	139	1 148	133
		5	0.372	30.192	111	1 435	167
	300	4	0.561	19.816	168	951	110
		5	0.449	24.776	135	1 188	138
		6	0.374	29.815	112	1 425	165
	240	5	0.500	22.200	150	1 066	124
		6	0.417	26.661	125	1 280	150

P_{N_1} — natural load for one circuit of SCOL 400 KV 3×450 mm² (P_{N_1} =861 MW).

Table 5

Variant	Right of way		P_N	P_N/A
	width, [m]	A, [m²]	MW	MW/m²
Traditional OL	14.8	465	120	0.258
SCOL 1×450 mm²	14.1	437	340	0.778
SCOL 2×300 mm²	15.2	471	524	1.112
SCOL 3×240 mm²	15.8	490	702	1.432

Thus, the use of deep bundled conductors for a SCOL 220 KV allows an up to three times increasing of natural load (depending on the choosen bundle structure) comparing with natural load of SCOL using one conductor per phase.

For SCOLs with rated voltage 400 KV the increase of natural load is less spectacular because these lines use bundled conductors even in their traditional design. However, even in this case, using deep bundled conductors, it is possible to obtain an up to 60 ... 70% increasing of natural load.

Deep bundled conductors' principle applied for SCOL represents also a new possibility for compacting overhead electric lines. For comparison, Table 5 shows the density of power transmitted through a surface of 1 m² of line's right of way for four variants of an overhead line with rated voltage 220 KV. As comparison basis was considered the traditional one-circuit overhead line. The density power varies from 0.258 MW/m² for the traditional line to 1.432 MW/m² for a SCOL using 3 conductors per phase with a 240 mm² cross-section, thus growing about 5.5 times, while the width of right of way remains practicaly the same.

4. Conclusions

Applying the principle of deep bundled conductors and the efficient usage of conductors' surface for self-compensated overhead lines operating in antiphased conditions, results a supplementary increase of the natural load and compacting degree of the line.

For a rated voltage equal to 220 KV, by carring out few almost simple changes of existing poles and by using up to five subconductors per phase, it is possible to double or even to treble the natural load of one circuit of a SCOL w.r.t. the natural load of traditional one-circuit overhead lines.

Applying deep bundled conductors for a SCOL with rated voltage equal to 400 KV determines a natural load almost two times larger than that of a traditional overhead line.

Received, November 18, 1994

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Energetics

REFERENCES

1. Александров Г. Н., *Передача электрической энергий переменным током.* Энергоатомиздат, Ленинград, 1990.
2. Астахов И. Н. и сотр., *Основные принципы создания и технических характеристики управляемых самокомпенсирующихся линий электропередачи.* Электричество, *12*, 23 (1977).
3. Pocată Al., Asaftei C., Gavrilaş M., *Contribuţii ls studiul compactizării liniilor aeriene de transport a energiei electrice.* Symp. „Energetical Installations Development a. Exploitation", Jassy, 1987.

CONTRIBUŢII LA STUDIUL LINIILOR ELECTRICE AERIENE DE TRANSPORT COMPACTIZATE

(Rezumat)

Aplicarea principiului scindării accentuate a fazei, împreună cu utilizarea eficientă a suprafeţei conductoarelor în cazul liniilor electrice autocompensate, oferă posibilitatea creşterii suplimentare a puterii naturale şi a gradului de compactizare a acestora. Se prezintă de asemenea unele rezultate numerice obţinute pentru astfel de linii cu tensiuni nominale de 220 şi 400 kV

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.317.722

SUR LA SENSIBILITÉ D'UN INDICATEUR LOCAL DES COURTCIRCUITS POUR RÉSEAUX AÉRIENS

PAR

C. ASAFTEI, MIRCEA GUȘĂ, N. GAVRILAȘ et MARCEL ISTRATE

1. Introduction

La tendance d'introduire la signalisation locale des courtcircuits dans les réseaux aériens de moyenne tension tient compte du fait qu'il y a un seul disjoncteur automatique sur chaque départ du réseau pendant que les dérivations ne sont pas munies que par des sectionneurs à commande manuelle locale. Par suite, un courtcircuit dans n'importe quel endroit du réseau, provoque l'interruption totale du départ ; la séparation du secteur à défaut nécessite des manoeuvres multiples avec le disjoncteur de poste et les sectionneurs des dérivations. Le montage des dispositifs de signalisation locale dans les points les plus accessibles du réseau (à côté des routes, des maisons, des localités, etc.) serve à épargner le temps utilisé pour la recherche du secteur à défaut et supprime les manoeuvres multiples des appareils de coupure.

Des préoccupations concernant de développer des dispositifs pour la signalisation locale des courtcircuits se manifestent dans nombreux pays, tant dans les réseaux aériens que dans ceux souterrains [1], [4]. Dans les dernières années on constate qu'ils en existent aussi en Roumanie des recherches dans ce domaine avec de bons résultats [5] ... [12].

2. Réalisation de la signalisation locale

Les dispositifs de signalisation locale utilisés dans les lignes aériennes doivent satisfaire à quelques exigences techniques à savoir : a) la signalisation de l'apparition d'un courtcircuit en aval de son emplacement ; b) la suppression automatique de la signalisation après que le réseau revient en régime normal ; c) une bonne sûreté de fonctionnement dans les conditions dures d'exploitation (humidité, variations de température, oscillations mécaniques) ; d) simplicité constructive et entretien réduit plus que possible compte tenu de leurs dispersion sur des grandes surfaces de terre ; e) gabarit et masse réduites afin qu'ils n'affectent pas, par leur présence, le niveau de l'isolation de la ligne ; f) prix acceptable.

Afin de signaliser la phase à défaut ces dispositifs sont destinés à être placés sur chaque conducteur de la ligne (en cas du neutre mis à terre directement ou par résistance) ou seulement sur deux conducteurs (en cas du neutre isolé ou mis à terre par bobine d'extinction). Pourtant il y a des variantes pour installer seulement un dispositif sur le poteau de la ligne [4] ; dans ce cas il n'est pas possible de préciser la phase à défaut.

La signalisation du défaut et sa suppression peuvent être réalisées de plusieures manières. Pour la signalisation du régime de défaut on se serve de la présence de courant de défaut à l'aide d'un : a) électro-aimant dont la fenêtre permet le passage du conducteur de la ligne [5], [11] ; b) contact Reed installé à la proximité du conducteur de la ligne [3], [14] ; c) traducteur de l'intensité du champ magnétique résultant de la ligne triphasée [4].

Dans la première variante l'énergie nécessaire pour signalisation est assurée par le conducteur parcouru par le courant de défaut. Dans les autres deux variantes il est nécessaire une source d'énergie auxiliaire.

Pour revenir dans la position initiale, après que le fonctionnement normal de la ligne est rétabli, on profite plus souvent de la présence de la tension normale sur la ligne soit par dérivation d'un courant entre conducteur et terre [8], soit par prelèvement capacitif d'énergie électrique

[9],...,[12], [14]. Dans ce dernier cas il est nécessaire un certain interval de temps pour accumuler une quantité suffisante d'énergie.

Il est possible aussi d'utiliser la présence du courant de service mais avec des difficultés, à cause de sa valeur faible et inconstante.

En ce qui concerne la signalisation du défaut, la plupart des dispositifs connus utilise la signalisation visuelle par changement de la position d'un élément mobil (plaquette, disque, cylindre, etc.). Une autre solution est basée sur le changement du sens du champ magnétique d'une pièce ferromagnétique, dont l'état este identifié à l'aide d'un instrument indicateur qui ressemble à une bussole [14]. Cette variante est destinée notamment pour les réseaux souterraines parce que dans ce cas le dispositif de signalisation est directement accessible.

3. Dispositif de signalisation pour lignes aeriennes

Grace à la substitution progressive des bobines d'extinction dans les réseaux aériens de moyenne tension par des résistances, le nombre des défauts monophasés déconnectés par le disjoncteur automatique augmente ; par suite, la nécessité d'autiliser des dispositifs de signalisation dans le réseau augmente aussi.

Les recherches des auteurs dans cette direction depuis 1986 [7] se sont matérialisés dans la réalisation de quelques dispositifs, qui ont été ameliorés jusqu'à la variante optimale vu sa simplicité, sa robustesse, la sûreté en travail et son entretien assez simple [11].

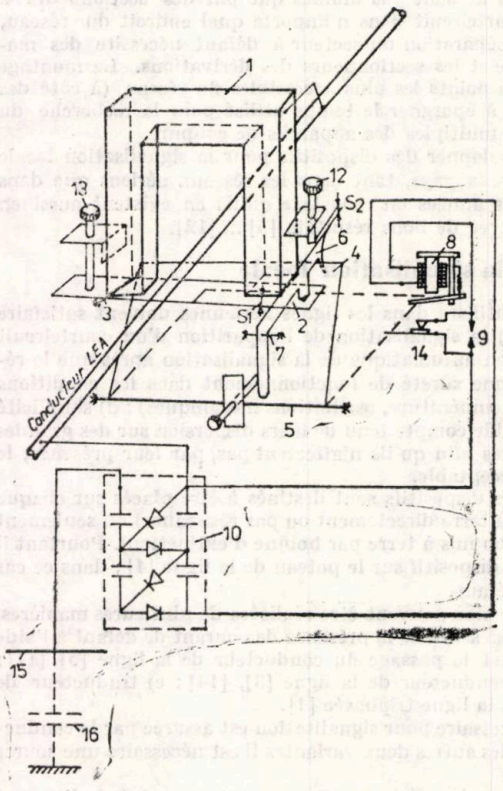


Fig. 1. — Schéma de principe du dispositif de signalisation.

La solution fonctionnelle adoptée a eu comme but de réaliser la signalisation rapide du défaut en utilisant un électro-aimant et le retour dans l'état normal, après l'accumulation d'une quantite d'énergie suffisante prelevée de la ligne par voie capacitive. La signalisation est réalisée par la rotation d'une plaquette autour de son axe horizontal. Ce dispositif est présenté dans les Fig. 1 et 2.

Conformément à la Fig. 1 le dispositif est muni d'un circuit magnétique ouvert *1* que l'on peut fermer par une armature *2* mobile autour de son axe *3*, une plaquette de signalisation *4*, mobile autour de son axe *5*, un levier *6*, mobile aussi autour d'un axe 7, un relais *8* dont l'enroulement peut être connecté à travers un éclateur *9* à la sortie d'un circuit accumulateur d'énergie *10*.

Dans la Fig. 1 le dispositif est présenté dans l'état qui correspond au fonctionnement normal du réseau.

Tout de suite après l'apparition d'un courtcircuit en aval du dispositif, grâce à l'intensité du courant de défaut, l'armature mobile *2* est attirée; elle soulève le levier *6* permettant la chute de la plaquette *4* qui occupe une position horizontale au dessus d'une fenêtre pratiquée dans la carcasse, par la quelle elle est visible.

En réglant l'entrefer s_1 (avec le petit vis *13*) on peut établir le niveau du courant de défaut capable de déclancher la signalisation. Un autre interval, s_2, entre l'armature *2* et le levier *6*, assûre l'attaque du levier par choc. L'amplitude de son mouvement est établie avec un autre vis, *12*.

Après le retour de la tension normale sur la ligne, le circuit accumulateur d'énergie *10* commence à être chargé grâce au courant qui traverse la capacité parasité *16* établie entre l'électrode écran métallique *15* (par exemple la carcasse du dispossitif lui-même) et la terre, jusqu'au moment quand sa tension de sortie provoque l'amorçage de l'éclateur *9*. Par suite, le relais *8* attire brusquement son armature mobile qui,en frappant la plaquette *4*, détermine son retour dans la position verticale où elle est rétenue par le levier *6*. Le contact *14* est fermé, en reliant directement l'enroulement du relais *8* à la source *10*, empéchant ainsi la source de se charger encore.

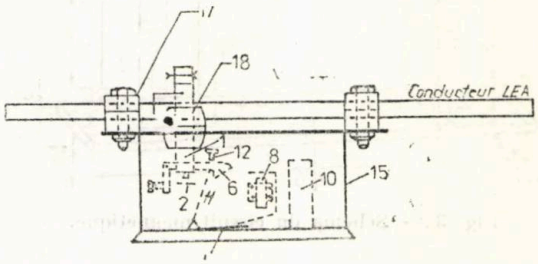


Fig. 2. — Montage du dispositif sur le conducteur de la ligne.

Tout l'ensemble est fermé dans une carcasse d'acier, étanchée contre l'humidité atmosphérique et suspendue au conducteur de la ligne à l'aide des pièces isolantes *17* (Fig. 2). Le noyau magnétique est isolé par rapport à la carcasse par deux traverses de polyethylène *18* dont l'étanchéité est assurée à l'intérieur avec de la résine époxydique et à l'extérieur avec des garnitures de caoutchouc.

4. Considérations concernant le circuit magnétique

La sensibilité du dispositif (c'est-à-dire l'intensité du courant de défaut produit la signalisation) est décidée par les caractéristiques de son circuit magnétique. La forme et les dimensions de celui-ci sont soumises à des restrictions fonctionelles et constructives et par conséquent il est nécessaire de déterminer le courant minimum de signalisation par calcul. Plus que ce courant est réduit, d'autant la performance du dispositif est supérieure.

Vis-à-vis de la forme et des dimensions du circuit magnétique (Fig. 3) on précise les caractéristiques suivantes : a) le circuit magnétique est réalisé en tôle ferromagnétique ; b) la section du noyau est de forme carée et d'aire constante. Cette forme est choisie afin de utiliser d'une façon meilleure la section circulaire de la traverse isolante, dont le diamètre a été imposé par son choix; c) la fenêtre du noyau a été dimensionnée par rapport à la section maxi-

mum du conducteur ainsi qu'aux dimensions des traverses isolantes; d) l'épaisseur de l'entrefer, s_1, a été choisie compte tenu d'une part de la course libre du levier *6* pour affranchir la plaquette *4* et d'autre part pour éviter l'attraction de l'armature mobile *2* grâce à l'intensité du courant de service sur la ligne, compte

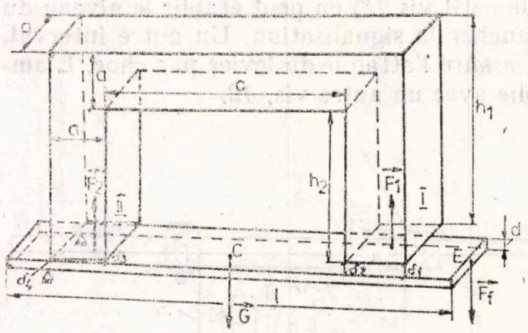


Fig. 3. — Schéma du circuit magnétique.

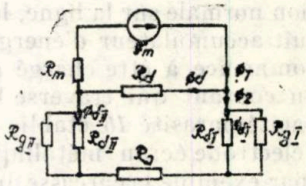


Fig. 4. — Schéma équivalent du circuit magnétique.

tenu aussi de la présence des forces contraires $-G$ (les poids de l'armature mobile et du levier) et F_f (la résultante des forces de frottement relatives et du levier aux paliers des axes de la plaquette et du levier et au contact entre la plaquette en position soulevée et le levier). Pour ces raisons, les dimensions imposées au noyau magnétique sont les suivantes (Fig. 3) :

$$h_1 = 85 \text{ mm}, \; h_2 = 70 \text{ mm}, \; c = 40 \text{ mm}, \; a = 15 \text{ mm}, \; l = 80 \text{ mm},$$

$$d = 1 \text{ mm}, \; s_1 = 1{,}5 \text{ mm}, \; s_2 = 1{,}2 \text{ mm}, \; s_3 = 0{,}47 \text{ mm}, \; s_4 = 0{,}2 \text{ mm}.$$

Compte tenu de ces restrictions nous nous proposons de prouver que la signalisation du défaut aura lieu sitôt que l'intensité du courant dépasse une certaine valeur imposée, I_{min}. Cette valeur est choisie de façon que le courant normal de la ligne ne puisse pas déclancher la signalisation.

Il faut souligner que le couple actif des forces électromagnétiques F_1 et F_2 dans les deux entrefers est toujours plus grand que le couple des forces contraires G et F_f, c'est-à-dire :

$$M_a > M_r.$$

Pour établir les expressions des forces électromagnétiques F_1 et F_2 on propose un schéma équivalent simplifié du circuit magnétique (Fig. 4) et, en utilisant der relations de calcul connues [13], on détermine les valeurs des réluctances magnétiques à savoir :

a) Réluctance magnétique du noyau :

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_{Fe} S_m},$$

où l_m, s_m sont, respectivement, la longueur moyenne du circuit magnétique et sa section.

b) Réluctance magnétique de l'armature mobile :

$$R_a = \frac{l_a}{\mu_{Fe} s_a},$$

où l_a, s_a sont, respectivement, la longueur de l'armature mobile et sa section.

c) Réluctances magnétiques des entrefers :

$$R_{\delta I} = \frac{l}{\lambda_{\delta I}} = \frac{2}{\mu_0 a^2/(\delta_1+\delta_2)} \qquad R_{\delta II} = \frac{l}{\lambda_{\delta II}} = \frac{2}{\mu_0 a^2/(\delta_3+\delta_4)},$$

où $\lambda_{\delta I}$ et $\lambda_{\delta II}$ sont les perméances des entrefers.

d) Réluctances magnétiques qui corespondent aux „gonflements" des flux magnétiques :

$$R_{gI} = \frac{1}{\lambda_{gI}}, \qquad R_{gII} = \frac{1}{\lambda_{gII}},$$

où λ_{gI} et λ_{gII} sont les perméances magnétiques qui correspondent aux gonflements des flux à l'endroit des pôles magnétiques ; on peut les déterminer par décomposition en perméances élémentaires:

$$\lambda_{gI} = 4\lambda_1 + 2\lambda_{21} + 2\lambda_{22} + 2\lambda_{31} + 4\lambda_4 + \lambda_{51} + \lambda_{52},$$

$$\lambda_{gII} = 4\lambda_1 + 2\lambda_{23} + 2\lambda_{24} + 2\lambda_{32} + 4\lambda_4 + \lambda_{53} + \lambda_{54},$$

où $\lambda_1 = 0{,}26\ \mu_0 a$ représente la perméance d'un semicylindre de hauteur a, $\lambda_{2j} = 0{,}077\mu_0\delta_j$ est la perméance d'un quart de sphère dont le diamètre est δ_j,

$$\lambda_{31} = \frac{\mu_0 a}{\pi} \ln\left[1 + \frac{2d}{(\delta_1+\delta_2)/2}\right], \quad \lambda_{32} = \frac{\mu_0 a}{\pi} \ln\left[1 + \frac{2d}{(\delta_3+\delta_4)/2}\right]$$

sont les perméances des deux demi-anneaux de hauteur a et diamètres moyens intérieurs $(\delta_1 + \delta_2)/2$, respectivement $(\delta_3+\delta_4)/2$, $\delta_4 = 0{,}25\mu_0 d$ est la perméance d'un quart de couronne spherique d'épaisseur d et

$$\lambda_{5j} = \frac{\mu_0 a}{\pi} \ln\left(1 + \frac{2d}{\delta_j}\right),$$

est la perméance d'un demi-anneau dont la hauteur et le diamètre sont δ_j

e) Réluctance magnétique qui correspond à la dispersion du flux :

$$R_d = \frac{l}{\delta_d} \text{ avec } \delta_d = \mu_0 \frac{a h_2}{c}.$$

Compte tenu de la nonlinéarité de la caractéristique $B = f(H)$ du matériel magnétique, le calcul a été effectué par itérations partant d'une valeur μ_{Fe} dans un point hypothétique de fonctionnement pour préciser enfin la valeur exacte à l'aide des valeurs B et H qui résultent du calcul.

Si l'on connaît les réluctances on peut déterminer les valeurs des flux dans les entrefers $\Phi_{\delta I}$ et $\Phi_{\delta II}$ en partant du flux total $\Phi_T = \mathcal{F}_{mr}/R_T$, où $\mathcal{F}_{mr}$ est la force magnétomotrice qui corespond à la valeur imposée du courant I_{min},

$$R_T = R_m + \frac{(R_{eI}+R_{eII}+R_a)R_d}{R_{eI}+R_{eII}+R_a+R_d}, \quad R_{eI} = \frac{R_{\delta I}R_{gI}}{R_{\delta I}+R_{gI}}, \quad R_{eII} = \frac{R_{\delta II}R_{gII}}{R_{\delta II}+R_{gII}},$$

et du flux

$$\Phi_2 = \frac{R_d}{R_{\delta I}+R_e}\Phi_T,$$

en obtenant

$$\Phi_{\delta I} = \frac{R_{gI}}{R_{gI}+R_{\delta I}}\Phi_2, \qquad \Phi_{\delta II} = \frac{R_{\delta II}}{R_{\delta II}+R_{gII}}\Phi_2.$$

Les expressions des forces électromagnétiques sont

$$F_1 = \frac{\Phi_{\delta I}^2}{4\mu_0 S}, \qquad F_2 = \frac{\Phi_{\delta II}^2}{4\mu_0 S}.$$

On a choisi la valeur $I_{min}=50$ A et tous calculs effectués suivant le modèle ci-dessus on a obtenu.

$$F_1 = 69\cdot 10^{-3}\ \text{N}, \qquad F_2 = 78{,}5\cdot 10^{-3}\ \text{N}.$$

Par suite le moment résultant des forces antagoniques est

$$M_r = 4{,}2\cdot 10^{-3}\ \text{Nm},$$

tandis le moment résultant des forces actives résulte

$$M_a = 4{,}8\cdot 10^{-3}\ \text{Nm} > M_r,$$

ce qui prouve que le dispositif proposé est capable à signaliser pour $I_{min}=50$ A. Grâce à son principe constructif le dispositif peut fonctionner pour n'importe quelle valeur du courant I_{min} sans danger de détérioration.

À la suite des ces résultats les auteurs ont construit un prototype qui a été soumis à de nombreux essais : courant de signalisation, temps de retour, endurance concernant les conditions de fonctionnement dans le réseau pendant l'hiver ou l'été. Grâce aux résultats obtenus on a démarré l'homologation du dispositif en vue de sa fabrication à l'échelle industrielle.

5. Conclusions

1. Les dispositifs de signalisation des courtcircuits dans les réseaux électriques aériennes ont une utilité indubitable pour l'exploitation des réseaux. On peut réaliser de tels dispositifs très convenables, robustes et simples.

2. Les dispositifs de signalisation peuvent être utilisés dans chaque réseau aérien de moyenne tension pour signaliser les défauts polyphasés mais surtout, grâce aux leurs seuils bas de démarrage, dans les réseaux dont le neutre est mis à terre par une résistance de faible valeur.

Reçue le 15 mars 1991

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Energétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Muench Fr., *Fault Indicators: Types, Strengths and Applications.* IEEE Trans. on PAS, **103**, *12*, 3 688–3 693 (1984).
2. Kraus R., *Schaltungsanordnung für einen selbstrückstellenden Kurzschlusstromanzeiger mit induktiver Resonanzkopplong an Hochspannungsleiter.* Patent D.D.R. GO1 R. 31/08, Nr. *226 660* (1985).
3. Kraus R., *Selbstrückstellender Kurschlusstromanzeiger für Transformatorstationen in Mittelspannungsnetzem.* Patent D.D.R. GO1 R 31/08, Nr. *227 259* (1985).
4. Gjermsted I., *Fault Indicators on Overhead Distribution Lines are Cost Effective.* Modern Power Systems, aout, 63–67 (1987).
5. Poncea Ruse M., *Dispozitiv de semnalizare a supracurenţilor pe LFA de medie tensiune.* Brévet R.S.R., No. *91 499* (1987).
6. Rotariu S., *Clapetă de semnalizare.* Brévet RSR, No. *92 817* (1987).
7. Gavrilaş N., *Posibilităţi de determinare a derivaţiei cu defect monofazat într-o reţea aeriană de medie tensiune avînd neutrul tratat cu rezistor.* Contract de recherche No. *4 266*, Inst. Polyt., Jassy 1986.
8. Guşă M., *Dispozitiv de semnalizarea scurtcircuitelor monofazate în reţelele aeriene de medie tensiune.* Brévet RSR, No. *99 561* (1989).
9. Asaftei C., *Dispozitiv pentru semnalizarea scrutcircuitelor în reţelele aeriene de medie tensiune.* Brévet RSR, No. *99 562* (1989).
10. Asaftei C., *Dispozitiv pentru semnalizarea scurtcircuitelor.* Brévet RSR, No. *99 563* (1989).
11. Asaftei C., *Dispozitiv de semnalizare a scurcircuitelor.* Brévet RSR, No. *99 564* (1989).
12. Hristea V., *Dispozitiv de semnalizare a curentului de scurtcircuit pentru reţelele electrice aeriene de 20 kV, tip DSL-1.* MEF–CIRE, Bull. informatif, *16* (1989).
13. Hortopan G., *Aparate electrice de joasă tensiune.* Ed. Tehnică, Buc., 1973.
14. Schweitzer F. O., *Fault Indicator Having a Remote Test Point at which Fault Occurrence is Indicated by Change in Magnetic State.* Patent USA, G 01/R 31/02, Nr. *4 458 198* (1984).

ASUPRA SENSIBILITĂŢII UNUI INDICATOR LOCAL PENTRU SCURTCIRCUITE ÎN REŢELE ELECTRICE AERIENE

(Rezumat)

Studiul întreprins se înscrie pe linia preocupărilor pentru introducerea în liniile electrice aeriene de medie tensiune a dispozitivelor de semnalizare locală a producerii scurtcircuitelor.

După ce se trec în revistă posibilităţile de realizare a semnalizării locale, cerinţele care se impun unor asemenea dispozitive şi modul de rezolvare a acestora pe plan mondial şi la noi în ţară, se dau detalii relative la unul din dispozitivele realizate în acest scop precum şi calculul electric şi mecanic al funcţionării dispozitivului în regim de semnalizare a defectului.

Acest dispozitiv este în fază de omologare şi introducere în producţie de serie la întreprinderea „Tehnoton", Iaşi.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.316.1

L'OPTIMISATION DU PLAN DE TENSION DANS UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE

PAR

GH. CÂRȚINĂ et VIRGIL ALEXANDRESCU

1. Introduction

Dans le problème étudié on souhaite que la puissance active injectée au noeud i soit fixée et égale à une valeur donnée P_i^0. L'équation d'équilibre

$$\sum_{i=1}^{n} P_i = g \tag{1}$$

est satisfaite grâce à l'action des régulateurs automatiques de vitesse des alternateurs. On va supposer que la loi de réglage automatique conduit à des relations de la forme :

$$P_i = P_i^0 + \delta_i p, \qquad \forall i \in g. \tag{2}$$

L'état du réseau électrique en régime stationnaire est complètement défini lorsque l'on connaît le module V_i et la phase θ_i de la tension en chaque noeud i. La puissance active P_i et la puissance réactive Q_i, injectées au noeud i, sont exprimées par des relations de la forme :

$$P_i(\theta, V) = G_{ii} V_i^2 + V_i \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} V_k [G_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + B_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] = P_i, \tag{3}$$

$$Q_i(\theta, V) = -B_{ii} V_i^2 - V_i \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} V_k [B_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + G_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] = Q_i, \tag{4}$$

$$(i = \overline{1, n} \setminus e),$$

où G_{ik}, B_{ik} sont des constantes et P, Q, θ, V sont des vecteurs de dimension $n-1$ ayant pour composants respectivement P_i, Q_i, θ_i et V_i.

Dans les études de planification, de gestion prévisionnelle ou d'exploitation des réseaux électriques, on est amené à resoudre des problèmes d'optimisation sous la forme du programme mathématique non-linéaire ci-dessous :

$$\text{minimiser } p(P, Q, \theta, V) = \text{minimiser} \sum_{i=1}^{n} P_i(\theta, V); \tag{5}$$

$$\left.\begin{aligned}&(6)\quad \Delta P_i = P_i(\theta, V) - P_i = 0, \quad i=\overline{2, n}\\ &(7)\quad \Delta Q_i = Q_i(\theta, V) - Q_i = 0, \quad i=\overline{m+1, n}\end{aligned}\right\} g_i(\theta, V)=0\,;$$

$$(8)\quad \underline{P}_i \leqslant P_i \leqslant \overline{P}_i\,; \qquad (9)\quad \underline{Q}_i \leqslant Q_i \leqslant \overline{Q}_i\,; \qquad (10)\quad \underline{V}_i \leqslant V_i \leqslant \overline{V}_i,$$

où $i=1$ est le noeud d'équilibre (noeud générateur) ; $i=\overline{2, m}$ sont les noeuds générateurs ; $i=\overline{m+1, n}$ sont les noeuds récepteurs. Pour simplifier les formules il est utile d'introduire les notations

$$(11)\quad V' = [\theta_2\ \theta_3 \dots \theta_n V_{m+1} \dots V_n]_t, \qquad (12)\quad X = [P_2\ P_3 \dots P_n\ Q_{m+1} \dots Q_n]_t.$$

Dans ce qui suit on présente l'utilisation de la méthode des gradients réduits conjugués dans l'optimisation du plan de tension dans un réseau électrique.

2. La méthode des gradients réduits conjugués

Si on considère comme variables d'optimisation les tensions dans les noeuds générateurs d'un réseau, la fonction L a g r a n g e du modèle (5) ... (10) a pour expression :

$$(13)\quad \Phi = p(V', X) + \sum_{i=2}^{n} \lambda_i [P_i(V') - P_i] + \sum_{i=m+1}^{n} \mu_i [Q_i(V') - Q_i],$$

dont les dérivées par rapport a $V_g = [V_{g1}, V_{g2} \dots V_{gm}]_t$ ont la forme générale (le gradient réduit) [1] :

$$(14)\quad \left[\frac{\partial \Phi}{\partial V_g}\right] = \left[\frac{\partial P_1}{\partial V_g}\right] + \left[\frac{\partial X}{\partial V_g}\right]_t [\lambda],$$

où la matrice colonne $[\lambda]$ est déterminée avec la relation

$$(15)\quad [\lambda] = [\lambda_2\ \lambda_3 \dots \lambda_m]_t = -[J_1] \begin{bmatrix} \dfrac{\partial P_1}{\partial \theta} \\ \dfrac{\partial P_1}{\partial V} \end{bmatrix} = -[J_1]\left[\frac{\partial P_1}{\partial V'}\right],$$

$$(16)\quad \left[\frac{J_1}{J_2}\right] = [J]_t^{-1} = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial P}{\partial \theta} & \dfrac{\partial P}{\partial V} \\ \dfrac{\partial Q}{\partial \theta} & \dfrac{\partial Q}{\partial V} \end{bmatrix}_t^{-1}.$$

Dans les relations ci-dessus $[J]$ est la matrice jacobienne du réseau étudié. Pour la fonction objectif (13) la méthode des gradients réduits conjugués réside dans la détermination d'un point

$$(17)\quad V_g^{(k+1)} = V_g^{(k)} + \alpha^{(k)} d^{(k)}, \quad k=0, 1, 2, \dots,$$

le long d'une direction

$$(18)\quad d^{(k)} = -\text{grad.}^{(k)} + \beta^{(k)} d^{(k-1)}, \quad k=1, 2, \dots, \qquad (19)\quad d^{(0)} = -\text{grad.}^{(0)},$$

où

$$(20) \qquad \alpha^{(k)} = -\frac{(\text{grad.}^{(k)},\ d^{(k)})}{(d^{(k)},\ H^{(k)}d^{(k)})}, \qquad (21) \qquad \beta^{(k)} = \frac{(\text{grad.}^{(k)},\ \text{grad.}^{(k)})}{(\text{grad.}^{(k-1)},\ \text{grad.}^{(k-1)})}$$

La profondeur du déplacement, $\alpha^{(k)}$ et le coefficient $\beta^{(k)}$ sont déterminés à partir des conditions d'optimisation dans la direction $d^{(k)}$, de telle façon que les directions de déplacement succesives soient conjuguées. Le critère d'arrêt est soit la norme du gradient, soit $V_g \leqslant V_g^{max}$. Le terme général de la matrice hessienne $H^{(k)}$ (v. (20)) est

$$(22) \qquad \frac{\partial^2 \Phi}{\partial V_{gi} \partial V_{gk}} = G_{ik} \cos \theta_{ik}(\lambda_i + \lambda_k) + B_{ik} \sin \theta_{ik}(\lambda_i - \lambda_k).$$

Tableau 1

Evolution des tensions des noeuds dans le processus d'optimisation

Le numéro du noeud	$V^{(0)}$, [%]	$\Delta V^{(1)}$, [%]	$\Delta V^{(2)}$, [%]	$\Delta V^{(3)}$, [%]	$\Delta V^{(4)}$, [%]	$\Delta V^{(5)}$, [%]	Limites
1	100	0,765	0,196	0,073	−0,049	−0,023	*Q*
2	100	0,767	0,196	0,073	−0,049	0	*Q*
3	100	0,766	0,199	0,073	−0,049	−0,022	*Q*
4	100	0,685	0,173	0,056	−0,044	−0,024	*Q*
5	100	0,640	0,175	0,069	−0,013	−0,006	*Q*
6	100	2,460	0,547	0,100	−0,315	−0,179	—
7	100	2,556	0,568	0,104	−0,326	−0,184	—
8	100	2,571	0,571	0,106	−0,326	−0,181	—
9	100	2,601	0,580	0,112	−0,325	−0,002	—
10	100	3,601	0,837	0,327	−0,192	−0,015	—

Il est intéressant de souligner que dans le processus d'optimisation, à partir de la deuxième itération, on peut considérer les éléments de la matrice jacobienne, $[J]$, constants. En effet, pour un réseau 220/110 KV, avec 26 noeuds, comme on observe dans le Tableau 1, après la première itération les tensions dans les noeuds du réseau restent presque constantes. On constate, dans le même tableau, que l'optimum est atteint pratiquement pour 2 ... 3 itérations. Les évolutions des tensions dans les noeuds du réseau pendant le processus d'optimisation sont „synchrones", en respectant, approximativement, les rapports : $\Delta V^{(1)} : \Delta V^{(2)} : \Delta V^{(3)} = 24{,}5 : 5{,}5 : 1$, pour les noeuds *6* ... *10* — soumis au réglage de tension (sans limites supérieures pour la puissance réactive), respectivement, 10,5 : 2,6 : 1, pour les noeuds *1* ... *5*, où il y a des limites supérieures assez réduites pour les puissances réactives.

L'algorithme a été mis au point et testé sur des réseaux avec un nombre de noeuds allant de 26 jusqu'à 100. L'utilisation des gradients réduits donne la possibilité d'aborder des problèmes de grande taille sans que les dimensions de la matrice hessienne augmentent. Pour les réseaux qu'on rencontre généralement en pratique, les dimensions de la matrice hessienne ne semblent pas dépasser quelques centaines. La matrice hessienne est une matrice creuse

qui possède le même creux que la matrice jacobienne des équations que modélisent le réseau électrique. De plus le calcul des dérivées est assez simple car les fonctions respectives sont analytiques.

4. Conclusions

La méthode des gradients réduits conjugués s'avère très efficace dans la détermination du plan optimal des tensions dans un réseau électrique. L'optimum est atteint pratiquement après 2 ... 3 itérations. La méthode respective peut être utilisée pour les réseaux de différente tailles. L'évolution des tensions dans le processus d'optimisation est „synchrone".

Reçue le 21 août 1991

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Energétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Cârțină Gh., *Sur les possibilités d'utilisation de la matrice jacobienne.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXV(XXXIX)**, *1—2*, s. III, 77—82 (1989).
2. Cârțină Gh., *Optimierung der Spannungs—Blindleistungs-Regelung in elektrischen Netzen.* Arch. für Elektrot. **71**, 307—312 (1988).
3. Blanchon G., Dodu J. C., Bonnans J. F., *Optimisation des réseaux électriques de grande taille.* La IX-ème Conf. Intern. Analyse et Optimisation des Systèmes, 12—15 juin 1990, Antibes.
4. Cârțină Gh., *Minimisation des pertes de puissance active dans les réseaux à haute tension.* Bull. ASE/UCS, **76**, *13*, 746—747 (1985).

OPTIMIZAREA NIVELULUI DE TENSIUNI ÎNTR-O REȚEA ELECTRICĂ

(Rezumat)

Metoda gradienților reduși conjugați propusă pentru găsirea nivelului optimal de tensiuni într-o rețea electrică se dovedește foarte eficientă. Practic optimul este găsit după 2 ... 3 iterații Metoda se pretează la rețele de diferite tipuri, cu un număr foarte mare de noduri.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

C.D. 621.317.736

QUELQUES ASPECTS CONCERNANT UNE MÉTHODE DE LOCALISATION DES MISES À TERRE DANS LES RÉSEAUX À POINT NEUTRE ISOLÉ

PAR

JAN IGNAT

1. Introduction

Dans une Note précédente [1] on a proposé une méthode qui permet à identifier et localiser une mise à terre simple dans un réseau ayant les courants de deséquilibre I^s_{des}, I^d_{des} (Fig. 1) qui apparaissent dans le réseau de distribution de moyenne tension (RED—MT) d'une part et les tensions de phase $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$ du secondaire de chaque poste de transformation (PT) muni avec des transformateurs de force ayant la groupe de connexions ΔY_0—5 (11), d'autre part, en considérant que la mise à terre est ferme (R_D=0). Dans ce cas on obtient des valeurs précises, uniques, des déphasages entre les courants de deséquilibre et les tensions $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$, fonction de la phase où s'est produit la mise à terre.

Si $R_D \neq 0$, avec $R_D \in [0, \infty)$, les déphasages ci-dessus se modifient en résultant des valeurs déterminées pour chaque valeur de la résistance R_D.

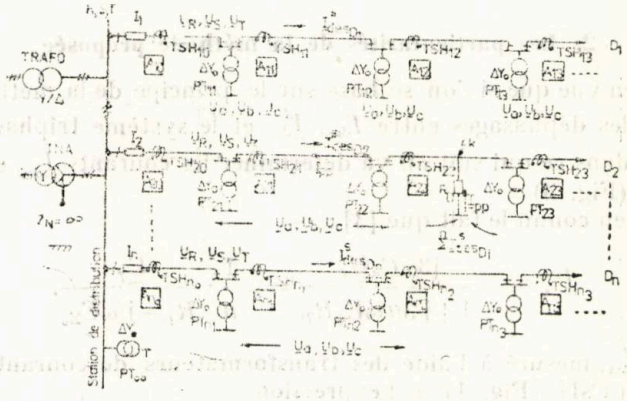


Fig. 1

Selon ce qu'on connaît de la littérature de specialité [2] le triangle des tensions de ligne (par exemple si la phase R est mise à terre — Fig. 2) ne se modifie pas lorsque la valeur de la résistance R_D varie, en tournant de tel façon que ses côtés restent parallèles à elles mêmes, la position de son point neutre en étant déterminée par la tension de séquence homopolaire ($\underline{U}_{R0}$).

Cette observation assure la possibilité d'appliquer la méthode proposée dans la Note [1] même dans le cas où R_D est variable, compte tenu que le système de référence (les tensions $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$) reste inchangé.

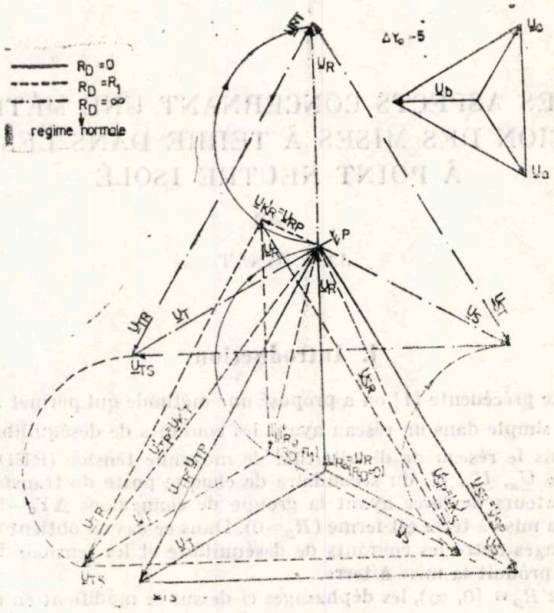


Fig. 2

2. Les particularités de la méthode proposée

Ayant en vue que si l'on se base sur le principe de la méthode proposée, on controle les déphasages entre $\underline{I}^s_{\text{des}}$, $\underline{I}^d_{\text{des}}$ et le système triphasé de tensions $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$, dans ce qui suit on va déterminer les courants $\underline{I}_{pp}$ et $\underline{I}^s_{\text{des}}$ lorsque $R_D \in [0, \infty)$ (Fig. 3).

Il est bien connu le fait que [3] :

$$\underline{I}^s_{\text{des}} = -\frac{\text{j}3\omega C_0 \underline{U}_f}{1+\text{j}\,3n\,\omega C_0 R_D} = -\frac{1}{n}\cdot\frac{\underline{U}_f}{R_D - \text{j}/\omega C_{\Sigma_0}}, \tag{1}$$

tandis que $\underline{I}^d_{\text{des}}$, mesuré à l'aide des transformateurs de courant de séquence homopolaire (TSH—Fig. 1). a l'expression :

$$\underline{I}^d_{\text{des}} = \underline{I}_{pp} - \underline{I}^s_{\text{des}}, \tag{2}$$

avec

$$\underline{I}_{pp} = \frac{\text{j}3n\omega C_0 U_s}{1+\text{j}3n\,\omega C_0 R_D} = \frac{U_s}{R_D - \text{j}/\omega C_{\Sigma_0}}, \tag{3}$$

de sorte que

$$\underline{I}^{d}_{\text{des}} = \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\text{j}3n\omega C_0 \underline{U}_f}{1+\text{j}\,3n\,\omega C_0 R_D}, \tag{4}$$

où n représente le nombre de distributeurs (D_1, D_2, ..., D_n — Fig. 1), considérés de longueur égale ; C_Σ — la capacité par rapport à la terre d'une phase d'un distributeur ; $C_0 = 3C_0$; on a considéré $g_{\Sigma_0} = 3g_0 = 0$. Par conséquent, à une autre échelle les courants $\underline{I}_{pp}$ et $\underline{I}^{d}_{\text{des}}$ varient d'une façon identique par rapport à R_D.

Compte tenu de l'expression du courant $\underline{I}_{pp}$, en considérant que la mise à terre est réalisée par la phase R et en adoptant comme origine de phase la tension $\underline{U}_R$ il résulte :

$$\underline{I}_{pp_R}(R_D) = \frac{\underline{U}_R}{R_D - \text{j}X_{\Sigma_0}} = \mathcal{R}e(\underline{I}_{pp_R}) + \text{j}\mathcal{I}m(\underline{I}_{pp_R}), \tag{5}$$

avec

$$\mathcal{R}e(\underline{I}_{pp_R}) = \underline{U}_R \frac{R_D}{R_D^2 + X_{\Sigma_0}^2}, \quad \mathcal{I}m(\underline{I}_{pp_R}) = U_R \frac{X_{\Sigma_0}}{R_D^2 + X_{\Sigma_0}^2}, \tag{6}$$

où

$$X_{\Sigma_0} = \frac{1}{\omega C_{\Sigma_0}}.$$

Si φ_p est le déphasage entre $\underline{I}_{pp}(R_D)$ et l'axe réel ($\underline{U}_R$), alors :

$$\varphi_p = \text{arc tg}\,\frac{X_{\Sigma_0}}{R_D}. \tag{7}$$

Il s'ensuit que le diagramme décrit par l'afixe du phaseur $\underline{I}_{pp}(R_D)$, pour $R_D \in [0, \infty)$, est un demicercle ayant le centre situé sur l'axe imaginaire dans le point dont l'ordonée est $U_R/2X_{\Sigma_0}$, tangent à l'axe réel dans l'origine (Fig. 3 *a*), tandis que $\varphi \in [0, \pi/2)$.

Évidemment les mêmes conclusions sont valables et pour le courant $\underline{I}^{d}_{\text{des}_R}$; c'est seulement le diamètre qui diffère par rapport à celui précédent. Tous calculs effectués on obtient:

$$\mathcal{R}e(\underline{I}^{s}_{\text{des}_R}) = -\frac{U_R}{n} \cdot \frac{R_D}{R_D^2 + X_{\Sigma_0}^2}, \quad \mathcal{I}m(\underline{I}^{s}_{\text{des}_R}) = -\frac{U_R}{n} \cdot \frac{X_{\Sigma_0}}{R_D^2 + X_{\Sigma_0}^2}, \tag{8}$$

respectivement

$$\varphi_s = \varphi_p + \pi. \tag{9}$$

Donc le diagramme de l'afixe du phaseur $\underline{I}^{s}_{\text{des}_R}(R_D)$ est, pour $R_D \in [0, \infty)$, un demicercle avec le centre situé sur l'axe imaginaire dans le point $\left(0, -\frac{U_R}{2nX_{\Sigma_0}}\right)$ tangent à l'axe réel dans l'origine (Fig. 3 *d*) et avec $\varphi_s \in [3\pi/2, \pi)$.

Quant au déphasage ψ entre le courant $\underline{I}^{s}_{\text{des}_R}$ et la tension $\underline{U}_b$, dans le secondaire du PT (Fig. 3 *b*), compte tenu que pour les transformateurs à connexion $\Delta Y_0 - 5(11)$ les phaseurs $\underline{U}_b$ et $\underline{U}_{ST}$ sont parallèles, il prend des valeurs situées dans l'intervalle $[0, \pi/2)$ pour $R_D \in [0, \infty)$.

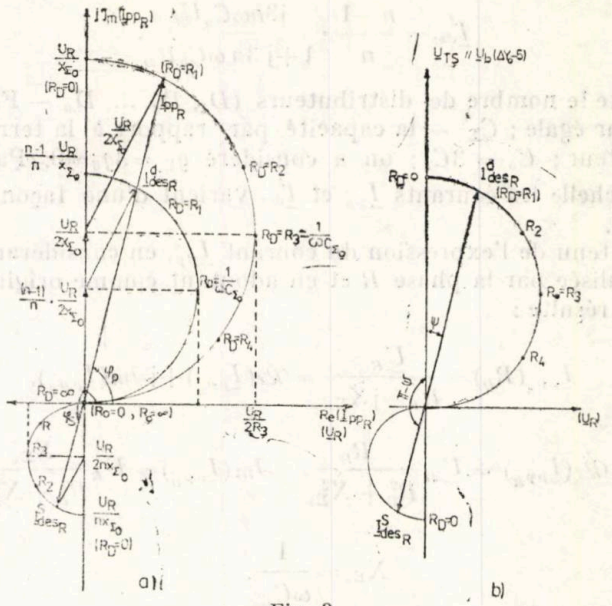


Fig. 3

Les valeurs des déphasages entre $\underline{I}^{d}_{\text{des}}$, $\underline{I}^{s}_{\text{des}}$, et $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, U_c, pour les deux groupes de connexions $\Delta Y_0-5(11)$, sont données dans le Tableau 1, dans la situation limite $R_D=\infty$. On a considéré que la mise à terre se produit succési-

Tableau 1 *a*

	$\underline{U}_R$	ΔY_0-5			ΔY_0-11		
		$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$	$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$
$\underline{I}^{s}_{\text{des}_R}$	π	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$
$\underline{I}^{d}_{\text{des}_R}$	0	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$

Tableau 1 *b*

	$\underline{U}_S$	ΔY_0-5			ΔY_0-11		
		$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$	$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$
$\underline{I}^{s}_{\text{des}_S}$	π	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$
$\underline{I}^{d}_{\text{des}_S}$	0	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{2}$

Tableau 1 *c*

	$\underline{U}_T$	ΔY_0-5			ΔY_0-11		
		$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$	$\underline{U}_a$	$\underline{U}_b$	$\underline{U}_c$
$I^s_{des_T}$	π	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$
$I^d_{des_T}$	0	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$

vement sur chaque phase (R—Tableau 1 *a*, S — Tableau 1 *b*, T — Tableau 1 *c*) du RED—MT. On peut constater aisément que les valeurs des déphasages sont strictement déterminées pour chaque valeur de la résistance R_D, fonction aussi de la phase qui est mise à terre. Par cette voie il résulte la posibilité d'identification sélective du distributeur, de la phase et du tronçon où s'est produit la mise à terre. Afin de déterminer ces déphasages il s'avère nécessaire à introduire dans le schéma de chaque PT un TSH (Fig. 1) de même qu'un dispositif adequat (A_{ij}) pour controler les déphasages.

3. Dispositif de mesure

Dans la Fig. 4 on a représenté le schéma de principe du dispositif (A) qui permet à localiser le distributeur, du tronçon délimité par deux PT et de la phase où s'est produit la mise à terre. Du à l'influence de la résistance R_D, on doit réaliser les comparateurs φ_R, φ_S, φ_T d'une telle façon que les grandeurs de sortie Q_1, Q_2, Q_3 aient le niveau logique „0" si la déphasage entre les grandeurs d'entrée est contenu dans l'intervalle $[0, \pi/2]$, respectivement „1" dans le cas contraire ou bien si l'une des grandeurs d'entrée est nulle.

Au reste le dispositif contient les mêmes éléments que ceux utilisés dans le cas où $R_D=0$ [1] et les opérations qui permettent à localiser le défaut sont similaires, en commençant avec la lecture de l'état des dispositifs A_{i0} (Fig. 1) situés dans la station de distribution et en continuant avec la lecture des dispositifs placés sur le distributeur dont le dispositif A_{2j} se trouve dans l'un des états (I) ... (III), jusqu'on décèle le premier dispositif qui est dans l'état (V).

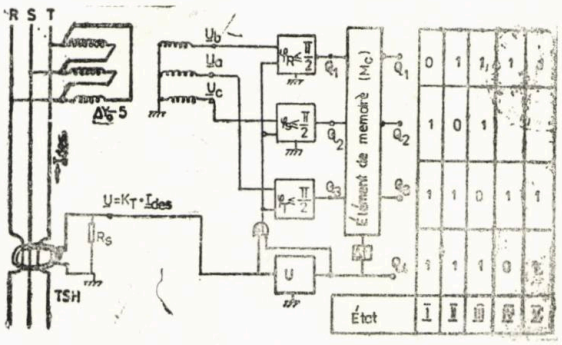


Fig. 4

Les vérifications expérimentales effectuées à l'aide d'un modèle physique du RED—MT ont confirmé les considérations théoriques ci-dessus et le dispositif réalisé, ayant le schéma de principe représenté dans la Fig. 4, a obtenu un brévet d'invention [4].

4. Conclusions

1. On peut appliquer la méthode proposée, de localisation d'une mise à terre par l'intermédiaire du contrôle des déphasages entre les courants de déséquilibre et les tensions de phase $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$, du secondaire d'un PT, pour n'importe quelle valeur de la résistance R_D, en utilisant des comparateurs de phase adéquats.

2. Par rapport à l'équipement actuel des PT il s'avère nécessaire seulement l'utilisation d'un TSH, compte tenu que les tensions $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$ sont accessibles d'une façon directe.

Reçue le 17 novembre 1990

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Energétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Ignat J., *Une nouvelle méthode d'identification et localisation d'une mise à terre dans un réseau de moyeune tension ayant le point neutre isolé.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXXVII (XLI)**, *1—2*, s. III (1991).
2. Ulianov S. A., *Regimurile tranzitorii ale sistemelor electrice* (trad. du russe). Ed. Tehn., București, 1967.
3. Goia L. M. et al., *Tratarea neutrului rețelelor de medie tensiune.* Ed. Tehn., București, 1985
4. Ignat J., Harja C., *Aparat pentru identificarea punerilor la pământ.* Brévet d'invention. nr. *100 334* (1990).

UNELE ASPECTE CU PRIVIRE LA O METODĂ DE LOCALIZARE A PUNERILOR LA PĂMÂNT ÎN REȚELELE CU NEUTRUL IZOLAT

(Rezumat)

Se pune în evidență influența valorii rezistenței de punere la pământ (R_D) asupra defazajelor dintre mărimile controlate cu ajutorul metodei propuse în [1], rezultînd că această metodă poate fi aplicată oricare ar fi valoarea rezistenței R_D.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXVIII (XLII), Fasc. 1—4, 1992
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ

RECENZII BOOK REVIEWS

GERVAIS F., *Les Nouveaux Supraconducteurs*. Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 1991, 209 pp.

Un des problèmes majeurs auquel va se trouver confrontée l'humanité au cours des prochains siècles est celui de l'énergie. De nombreux chercheurs dans le monde travaillent dans ce domaine. Dans ce contexte, le prix Nobel de physique a été obtenu en 1987 pour la découverte, par J. Bednorz et A. Müller, de la supraconductivité à haute température critique, qui a fasciné la communauté scientifique internationale.

La richesse du sujet est bien réfléchie dans le livre de François Gervais, Directeur de recherche au C.N.R.S., qui s'adresse aux étudiants dès le premier cycle. Il fait appel à la grande majorité des concepts et techniques, non seulement de la physique du solide, mais aussi de la chimie du solide, sans être difficile à lire. Ainsi, la supraconductivité à haute température critique, découverte inattendue dans les oxydes, a joué un rôle fédérateur des deux disciplines, car les techniques et méthodes expérimentales pour étudier les oxydes se démarquent très sensiblement de celles que l'on utilise couramment pour caractériser les métaux. La liaison chimique dans un oxyde (rarement conducteur du courant électrique) est fondamentalement différente de celle qui régit les propriétés d'un alliage métallique.

La tentation de relever le défi face à ce phénomène déroutant et subtil a été immense dans le monde entier, un fabuleux marché potentiel. Les progrès remarquables de ces trois dernières années, avec leurs tenants et leurs aboutissants, sont présentés dans les huit chapitres de l'ouvrage, sans éluder les difficultés technologiques.

Dans le premier chapitre le lecteur est appelé à découvrir *Un phénomène exceptionnel*. Un historique de la découverte expérimentale du phénomène est présenté dans le deuxième chapitre, *La supraconductivité avant 1986*. Le troisième chapitre se réfère à *La découverte des phonons* et à l'interaction électron—phonon. Les chapitres centrals, quatre et cinq, *Les oxydes supraconducteurs* et *Les spectroscopies et la vision qu'elles nous donnent des atomes*, traitent le mécanisme physico-chimique des processus de conduction électrique dans les oxydes. *Les fausses pistes* dans l'étude de la supraconductivité est le sujet du sixième chapitre Les derniers chapitres, *Cerner le phénomène* (chap. sept) et *Les enjeux de la supraconduction* (chap. huit) présentent avec réalisme le stade actuel et les enjeux économiques potentiels de la supraconductivité dans les domaines aussi divers que l'informatique, l'imagerie médicale ou la production et le transport de l'électricité.

L'auteur conclut en final, que ce phénomène est en passe de devenir pour cette génération aussi familier que l'ordinateur. Ainsi, il sera possible l'intégration progressive des applications dans les technologies qui continueront à exercer une influence sur notre cadre de vie à l'aube du prochain millénaire.

Le livre contient aussi un glossaire avec les termes de spécialité et une disquette pour compatible PC.

Adriana Prodan
M. Prodan

Van ZANT P., *Microchip Fabrication. A Practical Guide to Semiconductor Processing.* Second Ed., McGraw-Hill Publ. Co., 1990, 527 pp., ISBN 0-07-067194-X.

This handbook deals with the modern technologies for the manufacturing of the microchips. It is intended for the students specializing in the manufacturing of the microelectronical components. That is why the mathematical apparatus is practically eliminated, all the chapters beginning with the enumeration of the goals, and ending with the key words and review questions. Here they are :

Chapters 1—2 : development of the semiconductors industry, used material, properties, processes.

Chapters 3—6 : preparatory and auxiliary processes, namely : a) crystal growth : characteristics, plaquette preparing ; b) contamination control : sources and their elimination ; c) plaquette manufacturing : operations, sorting, assembling ; d) manufacturing efficiency : aims, measurements, influence of the manufacturing, sorting, assembling and final testing.

Chapters 7—13 : usual manufacturing technologies, namely : a) high pressure and normal pressure thermal oxidation, nitrification, anodization ; b) photolithography : masking, photo-resistive types processes ; c) photo-resistive masks : processing, results, control ; d) modern photolithographic processes : double masking, planning, image reversing, contrast adjustment, antireflectant deposits ; e) chemical doping : junction formation, doped zones formation, diffusion, doping methods ; f) ionic implant : equipments, masks, atoms distribution, structure faults, evaluation of the doped layers, usage of the implant ;g) deposition : film parameters, metallic vapour deposition, low-pressure or ultraviolet rays deposition ; h) metal plating : deposited materials, methods, vacuum pumps.

Chapters 14—18 : final employed operations, namely : a) plaquette testing and evaluation : resistance, resistivity, film thickness, junction thickness, detection of contamination and faults, measurement of the critical dimensions, electric measurements, determination of the mask cavities ; b) manufacturing technology : costs, increase in efficiency, statistical control, equipments, automatization level, technological management ; c) forming of the semiconductor devices and integrated circuits : discrete components, integrated circuits, LEDs, solar cells, temperature sensors, acoustic devices, bubble memory ; d) types of integrated circuits ; e) packing : chips characteristics, packing operations, marking, final testing.

At the end of this handbook one can find a 16 pages glossary and an 11 pages alphabetical index of the employed terms. There are also about 89 bibliographical references.

Mircea Oprișor

1994 JAN 17

40822

ISSN 0258-9109